

Electrònica Analògica (ELAN)

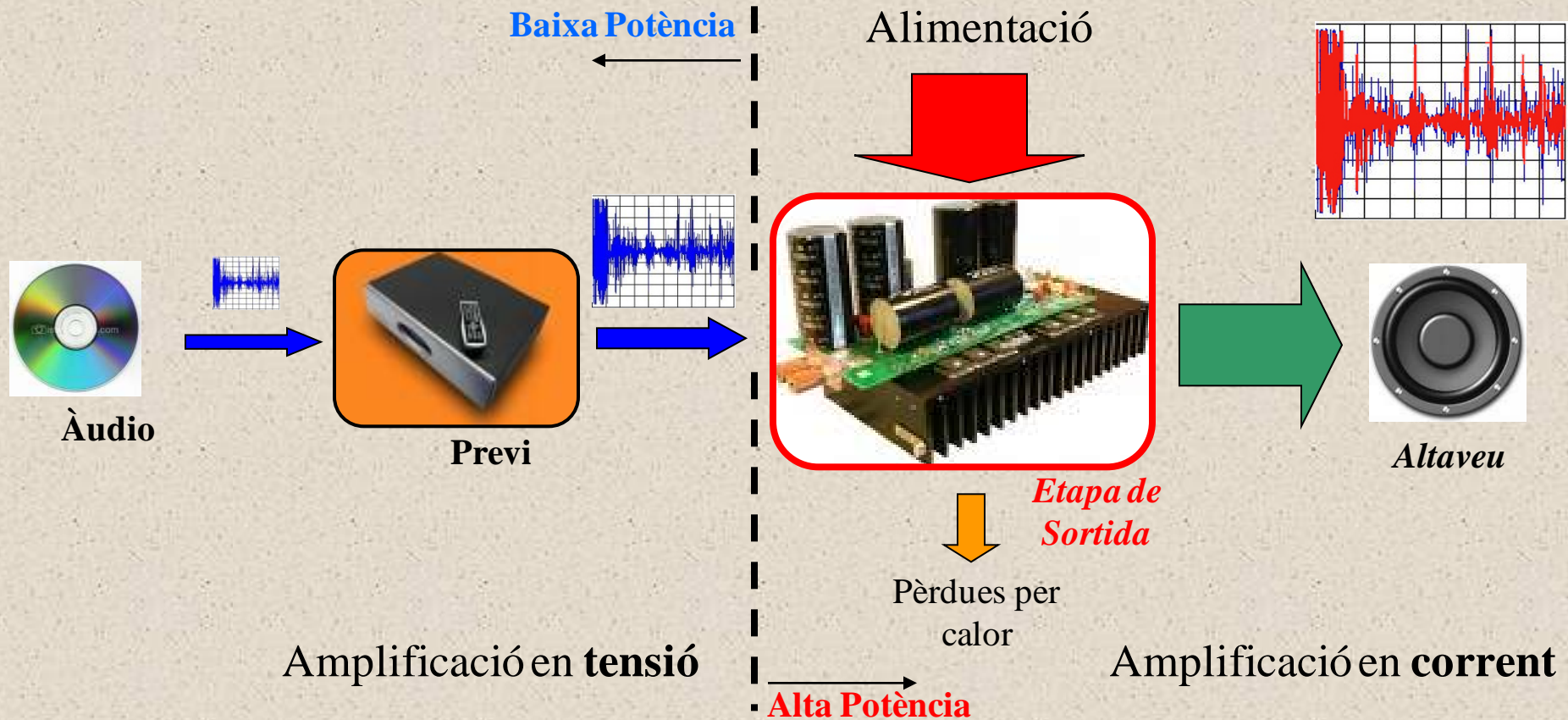
Introducció:

Amplificadors

Mòdul 2

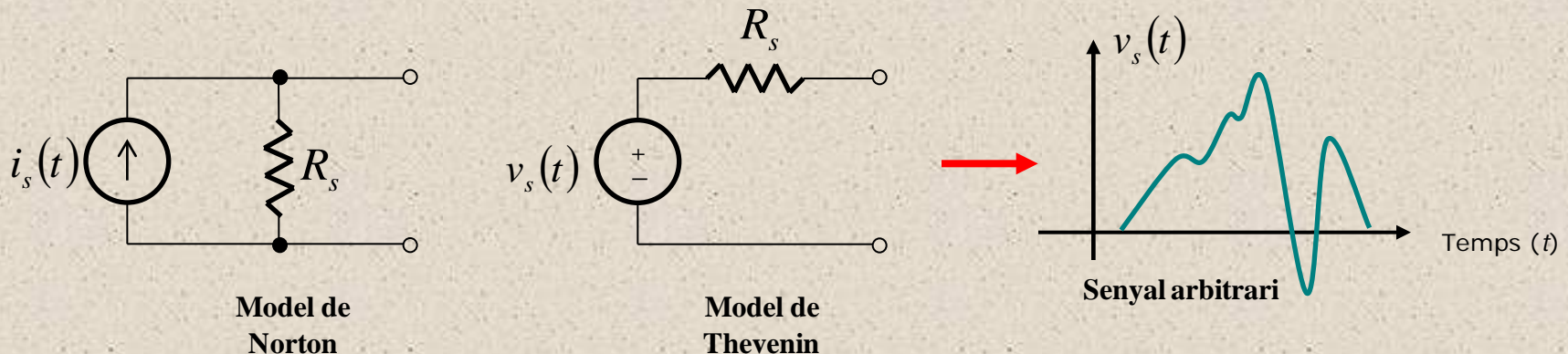
Objectiu del mòdul

- Disseny i implementació d'un amplificador d'àudio



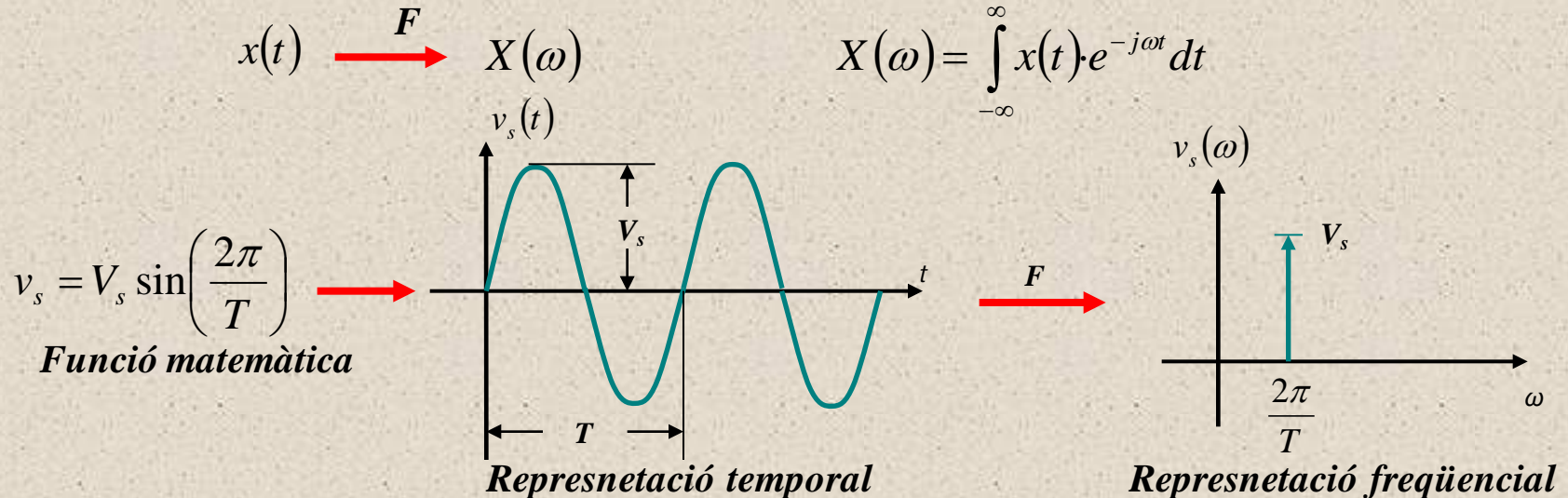
Senyals

- Generalitats:
 - Contenen informació de l'activitat física que ens envolta (*veu, imatge, dades del ambient, etc*)
 - Analitzar aquesta informació implica fer un **processament** determinat.
 - El **processament** es realitza mitjançant sistemes electrònics
 - Per capturar la informació es necessiten **sensors** i/o **transductors** que fan la conversió de **magnitud física** a **senyal elèctric**
 - Els transductors *d'àudio* són els **micròfons**
- Representació circuital de senyals elèctrics



Espectre freqüencial dels senyals

- **Determinar** els paràmetres del senyal té molta importància en el disseny dels sistemes electrònics de processat. **Però això no sempre és fàcil**
- La caracterització més comuna es l'**espectre freqüencial** que permet descriure els senyals d'un altra manera canviant **temps per freqüència**



- Així és possible determinar la informació rellevant, mitjançant **filtres**

$$\hat{X}(\omega) \xrightarrow{F^{-1}} x(t) \quad x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{X}(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega$$

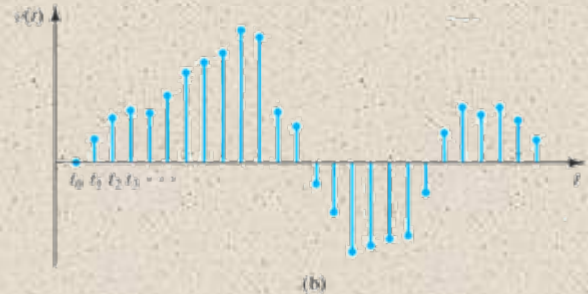
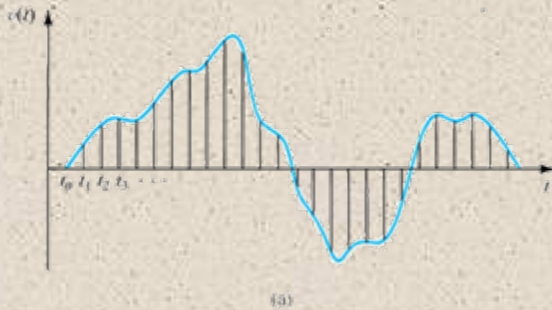
Analògic vs. Digital

- Analògic → Domini continu

- El senyal analògic pren *qualsevol valor* en *cada instant* de temps. Es diu que presenta una *variació continua* sobre el rang d'activitat

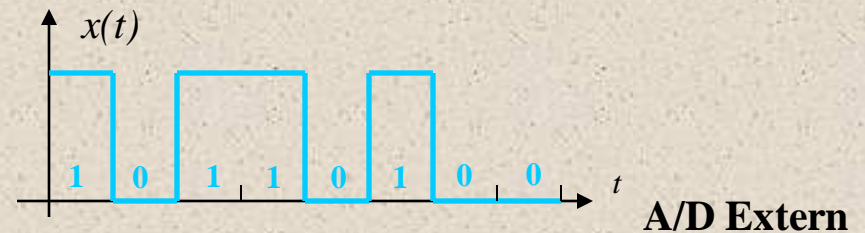
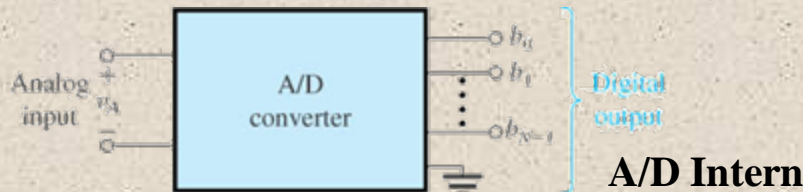
- Digital → Domini discret

- Només s'agafa el valor dels senyal en intervals de temps constats (*vector*).



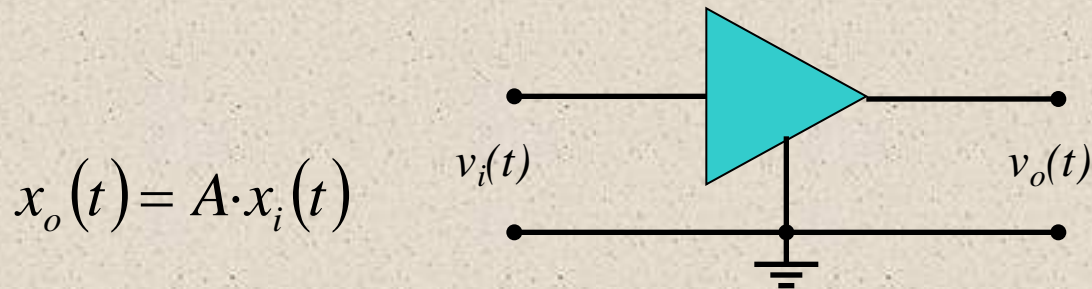
$$x(n)=[x_1, x_2, \dots, x_N]$$

- El processament per ordinador requereix conversió analògic/digital (A/D) prèvia

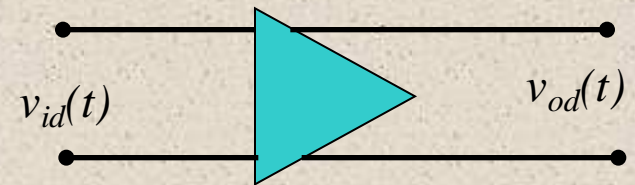


Els amplificadors

- Funció: *Incrementar* la potència del senyal d'entrada



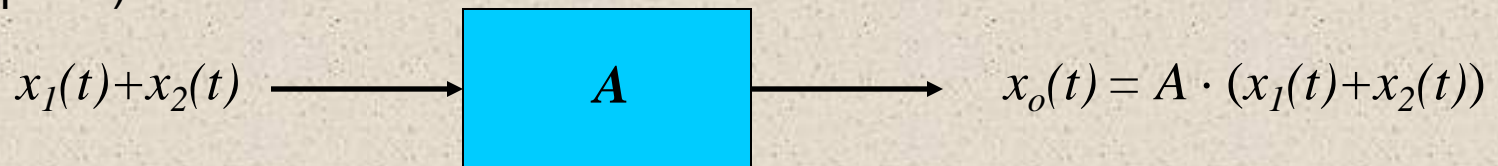
Single-ended (**Unipolar**)



Diferencial

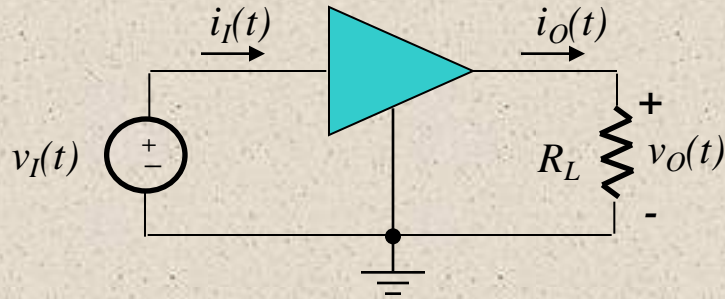
- Necessitats

- Guany definit*
- Facilitat* de disseny
- Linealitat*. - Absència de distorsió o deformació del senyal (excepte la seva amplitud)

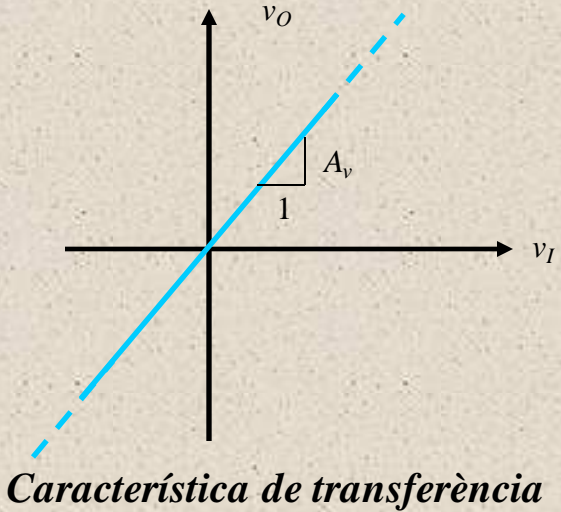


El guany

- Guany de tensió



$$A_v = \frac{v_O}{v_I}$$



- Potència i corrent

$$A_p = \frac{P_L}{P_I} \quad \left(\begin{array}{l} \text{Potència a la càrrega} \\ \text{Potència d'entrada} \end{array} \right) = \frac{v_O \cdot i_O}{v_I \cdot i_I}$$

$$A_i = \frac{i_O}{i_I} \rightarrow A_p = A_v \cdot A_i$$

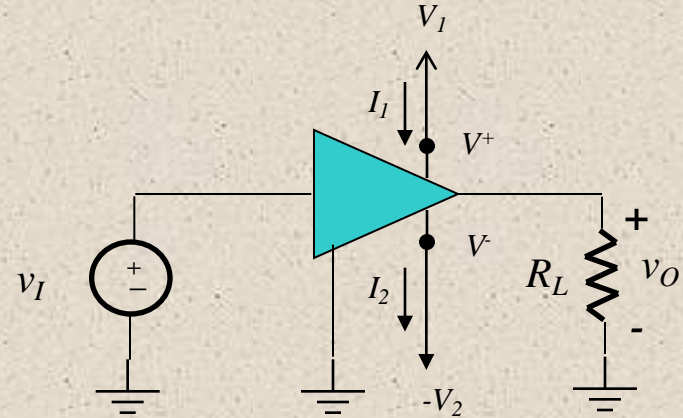
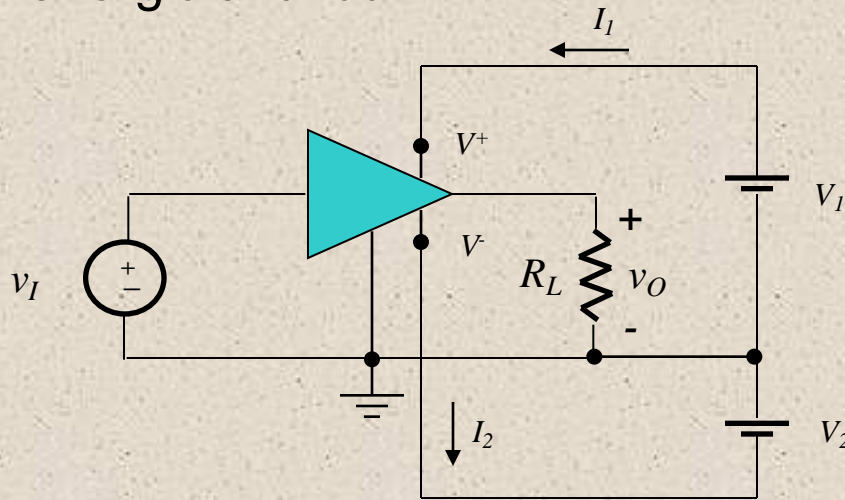
- El **decibel** és la magnitud més utilitzada

$$A_{(dB)} = 20 \cdot \log |A|$$

$$P_L > P_I$$

Alimentació dels amplificadors

- Per a que $P_L > P_I$ és necessària que una font externa proporcioni energia al circuit



$$P_{dc} = V_1 \cdot I_1 + V_2 \cdot I_2$$

$$P_{dc} + P_I = P_L + P_J$$

$$\rightarrow \begin{cases} P_L > P_I & \text{(Amplificació)} \\ P_L < P_{dc} & \text{(Rendiment)} \end{cases}$$

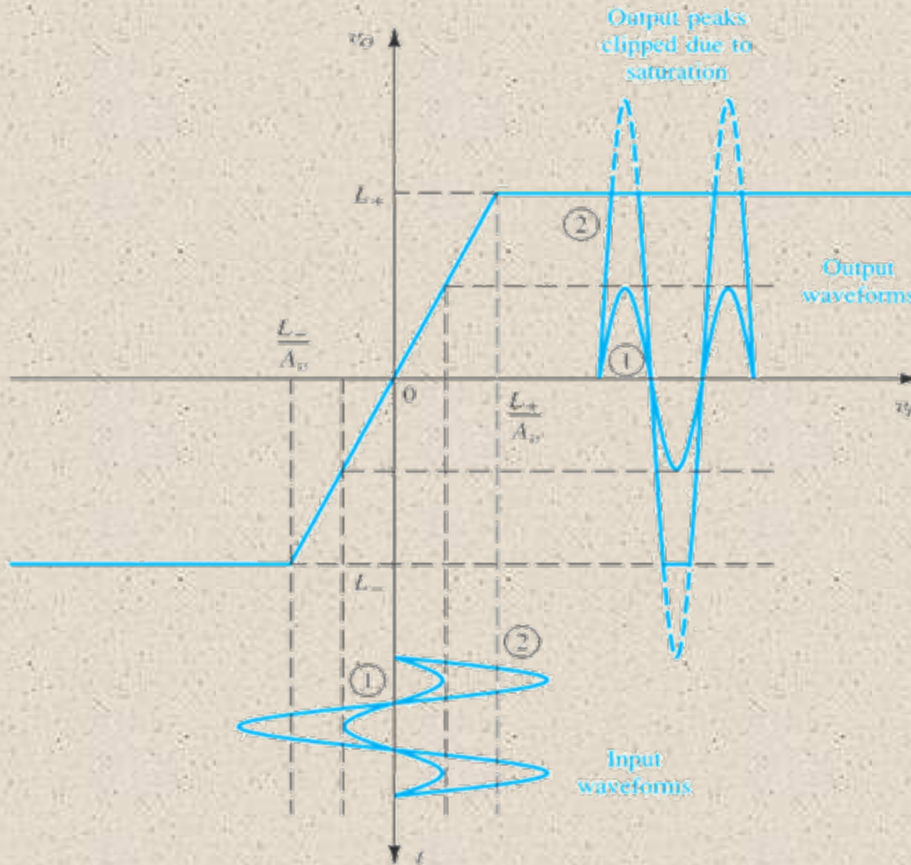
- Rendiment

$$\eta = \frac{P_L}{P_{dc}} \cdot 100(\%)$$

* P_J .- Pèrdues per efecte Joule

Saturació del amplificador

- Desafortunadament, a la pràctica, **tots** els amplificadors estan limitats en el rang de voltatge de sortida



Rang de sortida

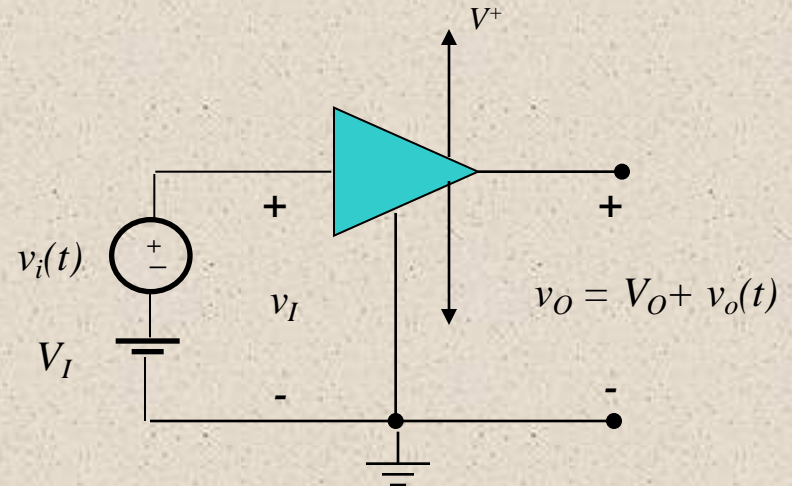
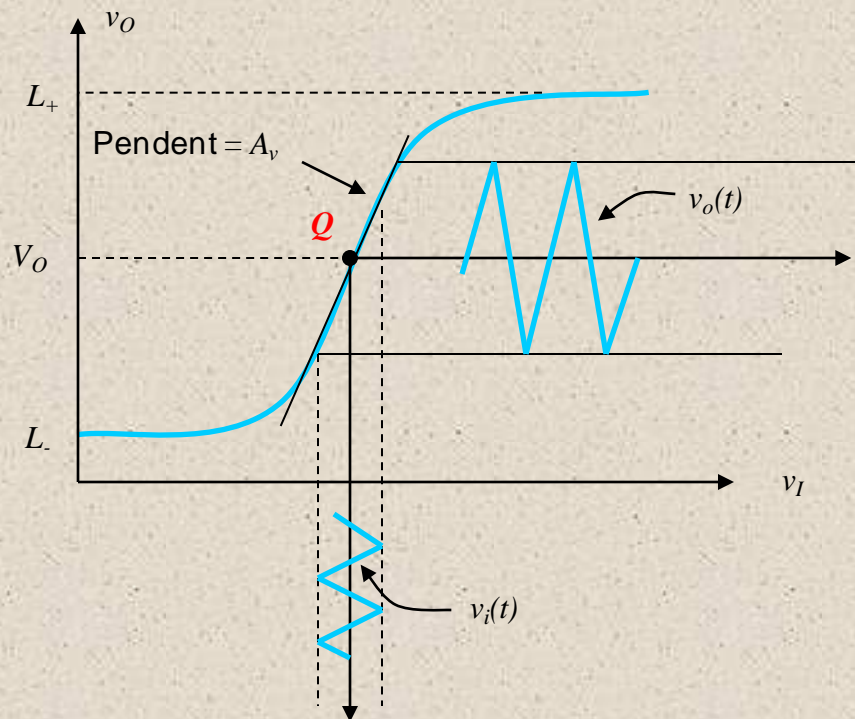
$$L_- \leq v_o \leq L_+$$

Rang d'entrada

$$\frac{L_-}{A_v} \leq v_i \leq \frac{L_+}{A_v}$$

Polarització

- A la pràctica, les característiques de transferència dels amplificadors presenten no linealitats de naturalesa molt diversa
- La tècnica que s'utilitza per evitar el comportament no lineal és la **polarització** que fa funcionar l'amplificador en un **punt de treball** (Q)

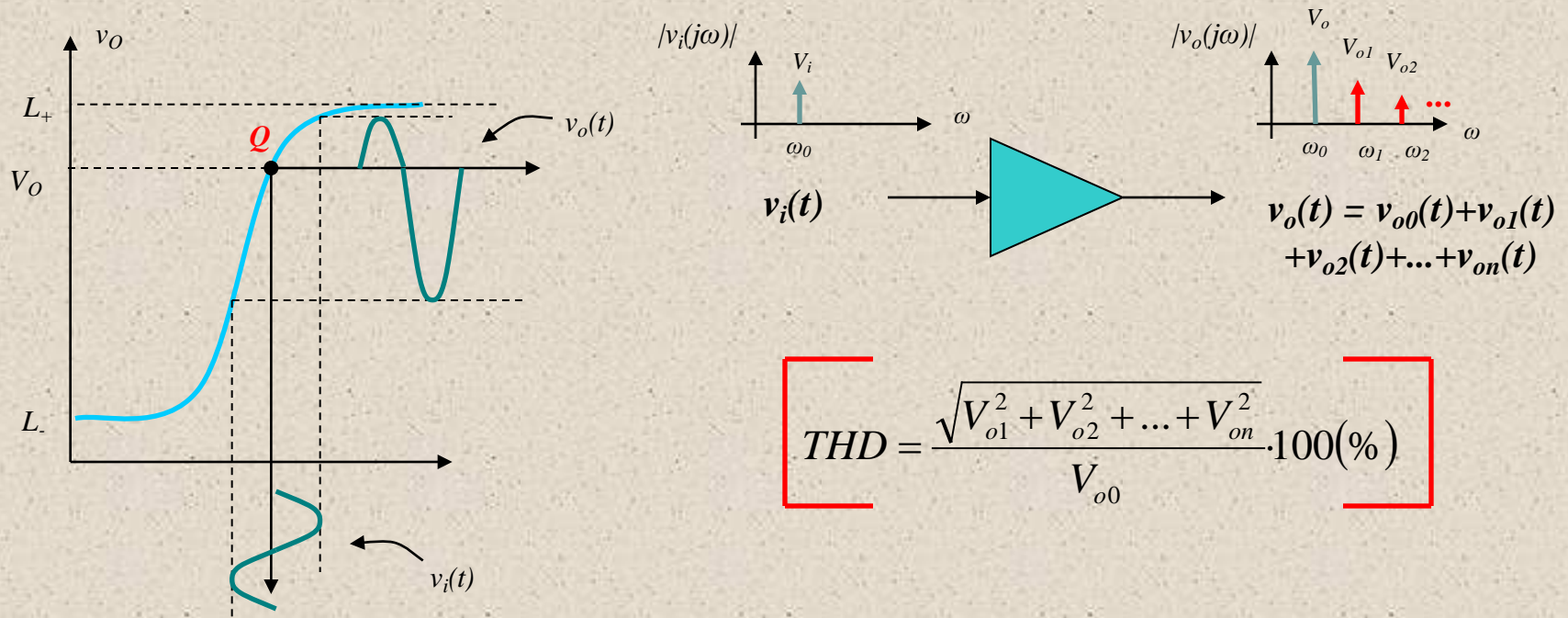


$$v_o(t) = A_v \cdot v_i(t)$$

$$\left[A_v = \left. \frac{dv_o}{dv_I} \right|_Q \right]$$

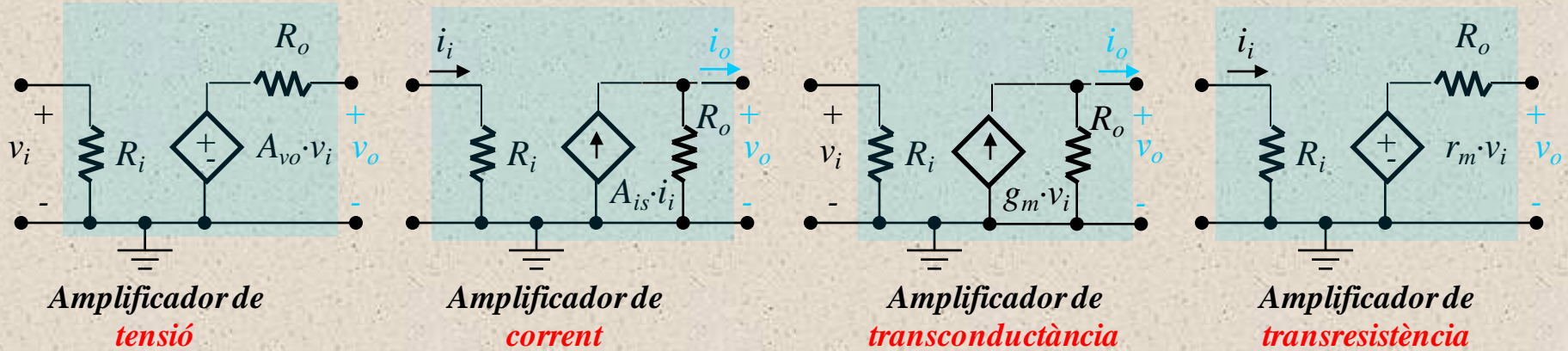
Mesurant la no linealitat

- A la pràctica, les no linealitats són bastant difícils d'evitar per molts que ens hi esforcem en la polarització, els paràmetres dels semiconductors discrets són bastant imprevisibles
- La deformació d'un senyal es pot parametritzar mitjançant la seva *distorsió harmònica* (THD.- **T**otal **H**armonic **D**istortion)

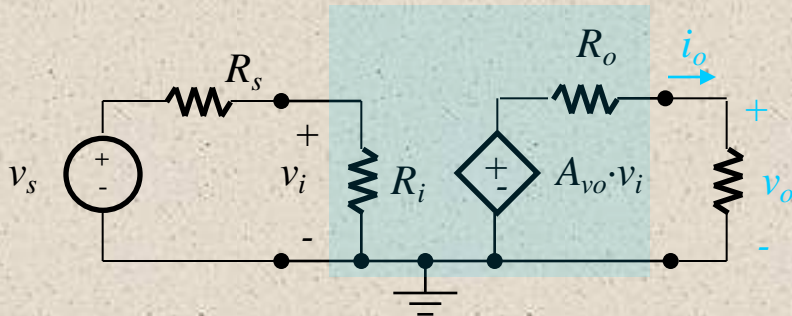


Models circuitals per Amplificadors. Impedàncies

- Quan es treballa amb etapes amplificadores que tenen un gran nombre de dispositius actius és molt pràctic utilitzar **models** equivalents per al seu anàlisi



- Les impedàncies R_i i R_o provoquen pèrdues de guany degut al **acoblament**



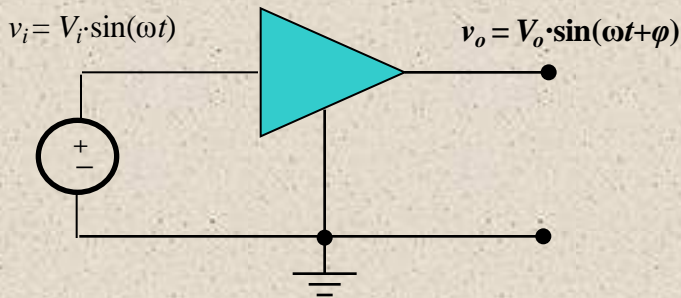
$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_o}$$

$$v_i = v_s \frac{R_i}{R_i + R_s}$$

$$\boxed{\hat{A}_v = A_{vo} \frac{R_L \cdot R_i}{(R_L + R_o)(R_i + R_s)}}$$

Resposta freqüencial

- La resposta freqüencial d'un amplificador es descriu mitjançant la **funció de transferència** i la seva **fase**



Funció de transferència

$$H(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0} = a_m \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_m)}$$

Mòdul

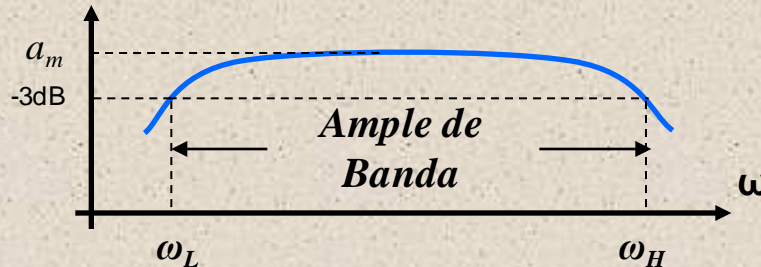
$$H(\omega) = \frac{|V_o(\omega)|}{|V_i(\omega)|}$$

Fase

$$\varphi = \arctg \frac{\text{Im}\left(\frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)}\right)}{\text{Re}\left(\frac{V_o(\omega)}{V_i(\omega)}\right)}$$

- Ample de banda.**- Rang de freqüències del amplificador on el guany és aproximadament **constant**

20·log H(ω)



$$\text{Ample de banda} = \omega_H - \omega_L$$

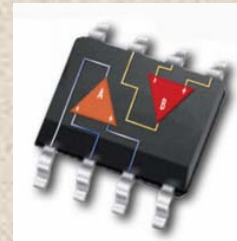
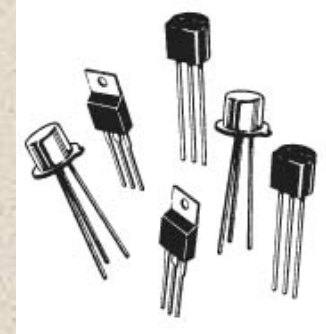
$$\text{Gain-Bandwidth} = a_m \cdot (\omega_H - \omega_L)$$

Primeres reflexions

- Un amplificador d'àudio és un sistema electrònic que mitjançant energia externa, incrementa la magnitud i intensitat o volum d'un senyal analògic de so. Això equival a *maximitzar* A_v i A_i en el disseny.
- No obstant, també s'han de tenir en compte altres especificacions de disseny, tant pel que respecta a la selecció dels elements necessaris (*dispositius discrets i/o integrats*) com el disseny dels *elements passius* del sistema:
 - Els guanys han de ser *constants* siguin quines siguin les condicions de funcionament
 - El rang de freqüències de funcionament és el que comprèn l'espectre de so. **Ample de banda $\approx 5\text{Hz}-20\text{KHz}$**
 - Respectar les limitacions del dispositiu en quan als marges dinàmics per evitar la saturació i evitar, en la mesura del que sigui possible, les no linealitats. *Disseny de la polarització.*
 - Obtenir un bon balanç energètic. *Rendiment elevat.* Requisits de la font d'alimentació
 - Al connectar el sistema al altres elements (fonts de senyal d'entrada, altaveus o altres etapes), el comportament no ha de quedar afectat per les *impedàncies*

Què tenim?

- Semiconductors discrets
 - Petit senyal i de potència
 - Transistors d'efecte camp (FET)
 - Transistors bipolars (BJT)
- Circuits integrats analògics
 - Amplificadors operacionals
 - Dispositius especials



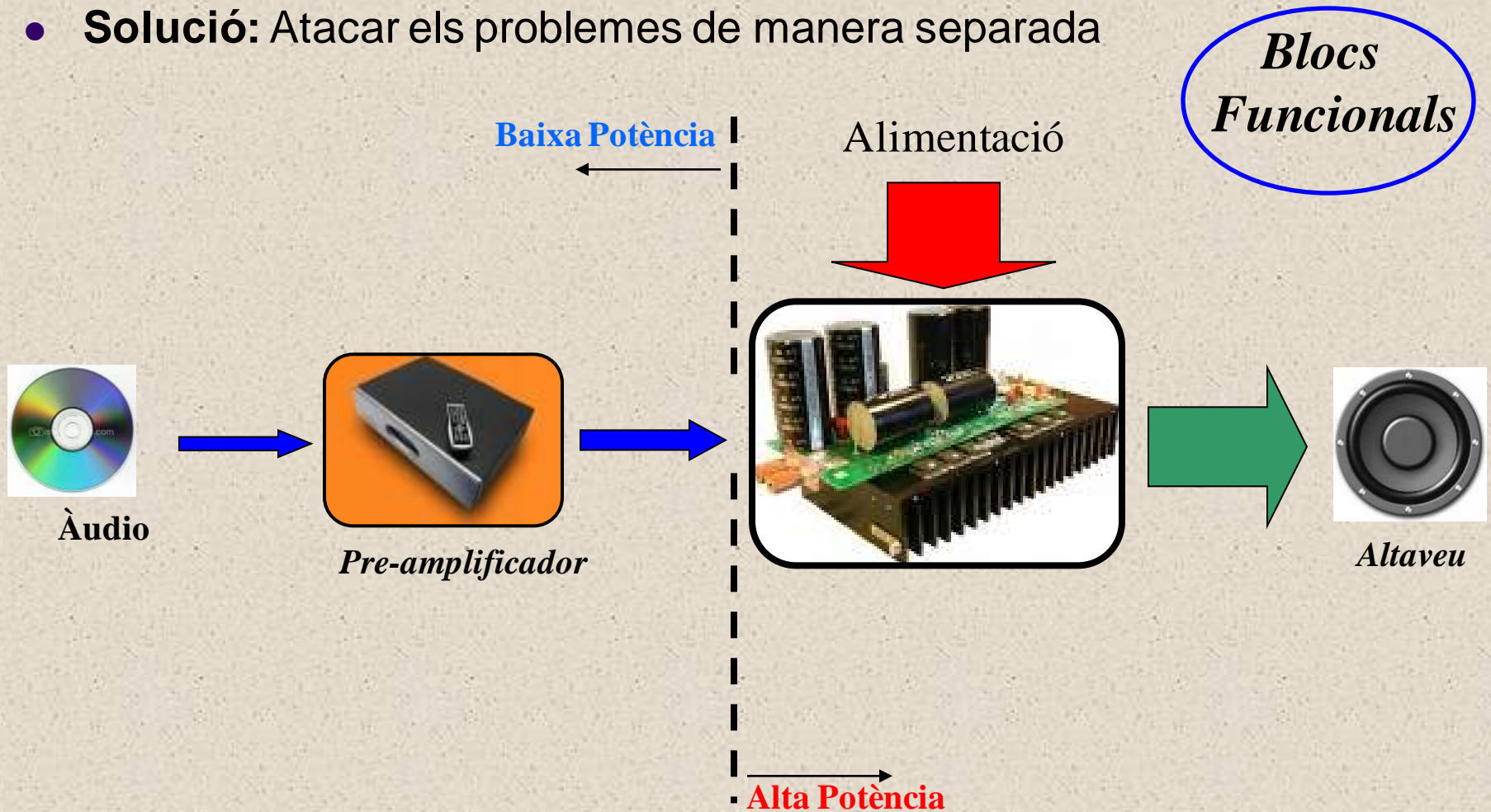
Tots ells es poden utilitzar en general tant per l'amplificació de tensió com de corrent

JFETs, BJTs i ICs. Consideracions

- JFET
 - Són dispositius on l'amplificació és controlada per **tensió** v_{gs}
 - Tenen un **bon comportament** relacionat amb les **impedàncies** i la **resposta freqüencial**
 - En general, l'amplificació que es pot esperar d'ells és més aviat **pobre**
 - **Bona estabilitat** enfront a possibles derives provocades pel medi ambient
 - **Aplicacions:** Acoblar impedàncies en l'amplificació prèvia, Fonts conmutades de potència
- BJT
 - Són dispositius on l'amplificació és controlada per **corrent** i_b
 - Tenen un **comportament pobre** relacionat amb les **impedàncies** i la **resposta freqüencial**.
 - Són **bons amplificadors** (Guany elevat) però els seus paràmetres (guany, impedància, etc) són **bastant inestables**
 - Els de potència encara són **pitjors** respecte a impedàncies, resposta freqüencial i guany
- Tots dos presenten **no linealitats** de grau divers que deformen els senyals
- Els ICs funcionen millor però eleven el **preu** considerablement

Conclusions

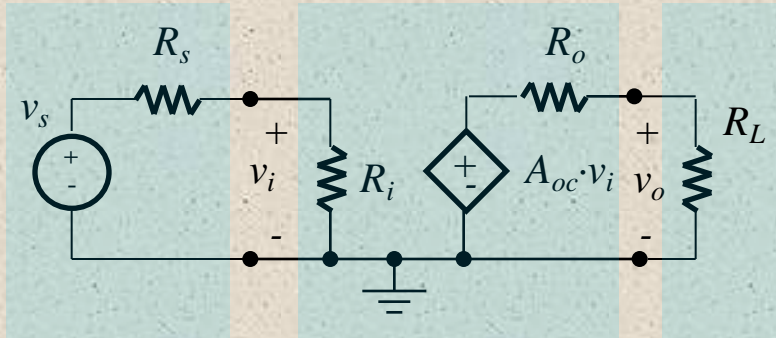
- És clar que no existeix el '**semiconductor perfecte**'
- **Solució:** Atacar els problemes de manera separada



L'amplificació: $x_o(t) = Ax_i(t)$

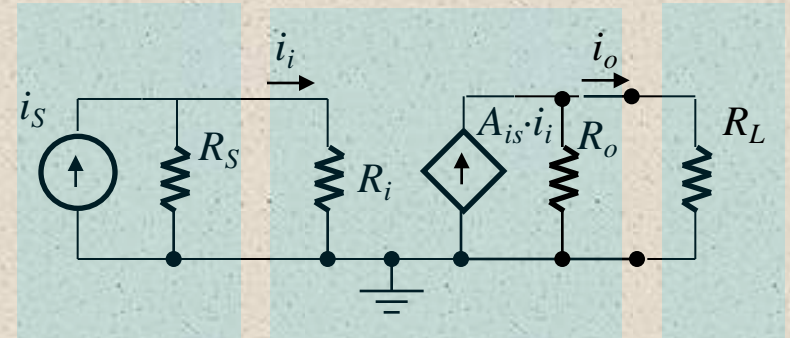
- Conceptes fonamentals:

Amplificador de tensió



$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot A_{oc} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} \rightarrow \text{Guany (V/V)}$$

Amplificador de corrent



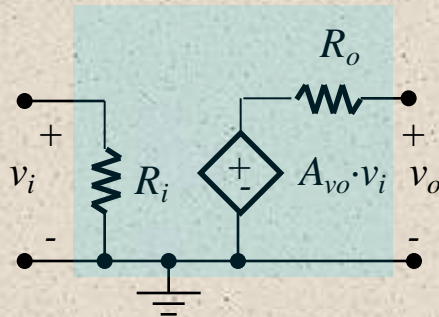
$$\frac{i_o}{i_s} = \frac{R_s}{R_s + R_i} \cdot A_{is} \cdot \frac{R_o}{R_L + R_o} \rightarrow \text{Guany (A/A)}$$

- Efectes de càrrega (*loading*). - Atenuació de guany provocada per R_i i R_o

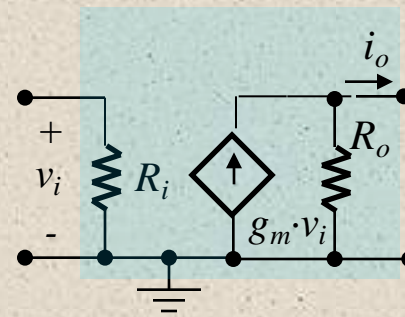
Altres configuracions

- 4 configuracions segons entrada i sortida siguin en **tensió** o **corrent**

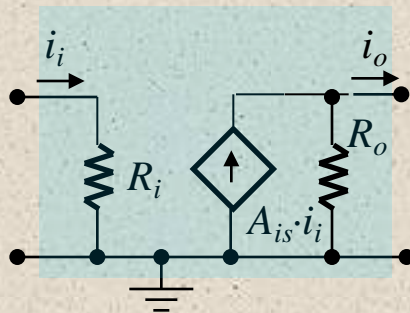
Amplificador **VCVS**
(de tensió)



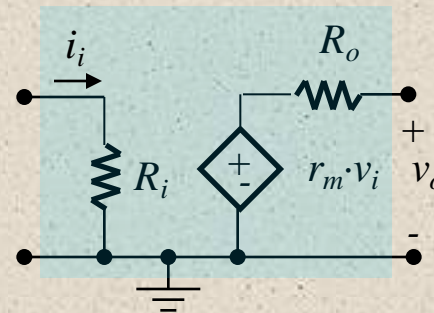
Amplificador **VCCS**
(de transconductància)



Amplificador **CCCS**
(de corrent)



Amplificador **CCVS**
(de transresistència)

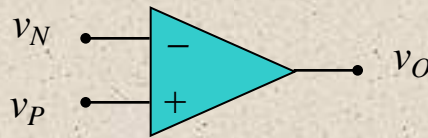


- Característiques ideals**

Entrada	Sortida	Tipus d'amplificador	Guany	R_i	R_o
v_i	v_o	Tensió	(V/V)	∞	0
i_i	i_o	Corrent	(A/A)	0	∞
v_i	i_o	Transconductància	(A/V)	∞	∞
i_i	v_o	Transresistència	(V/A)	0	0

L'amplificador operacional

- Amplificador de tensió amb **guany extremadament elevat**



$$v_O = a_{OL} \cdot v_D = a_{OL} \cdot (v_P - v_N)$$

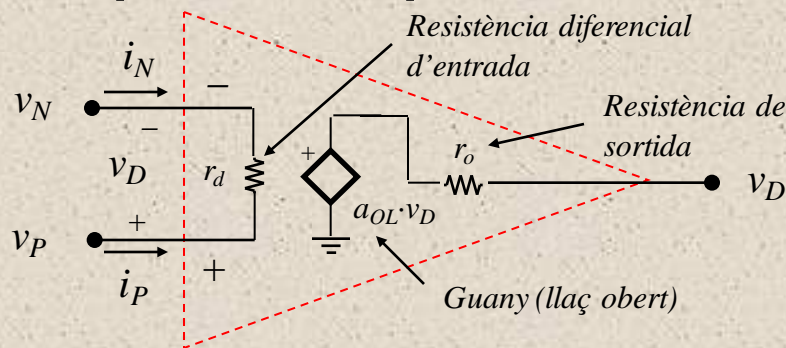
OL.- Llaç obert (Open loop)

- Característiques de funcionament bàsiques:**

- Entrada **diferencial** ($v_D = v_P - v_N$) i sortida **unipolar**

- Guany: 100 – 150dB $\left. \frac{v_O}{v_D} \right|_{dB} = 20 \cdot \log a_{OL} \rightarrow a \approx 200.000 - 12.000.000 \text{ (V/V)}$

- Model del amplificador operacional**



Especificacions ideals

$$a_{OL} = \infty$$

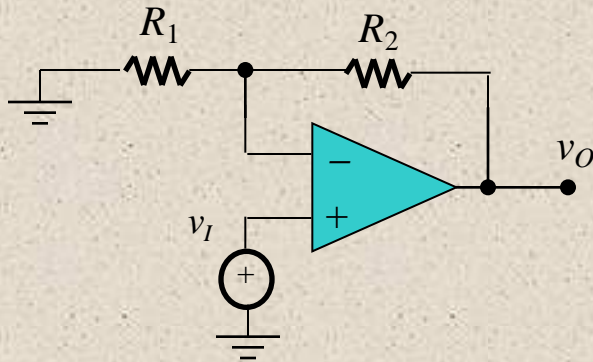
$$r_D = \infty$$

$$r_o = 0$$

$$i_P = i_N = 0$$

L'amplificador no inversor

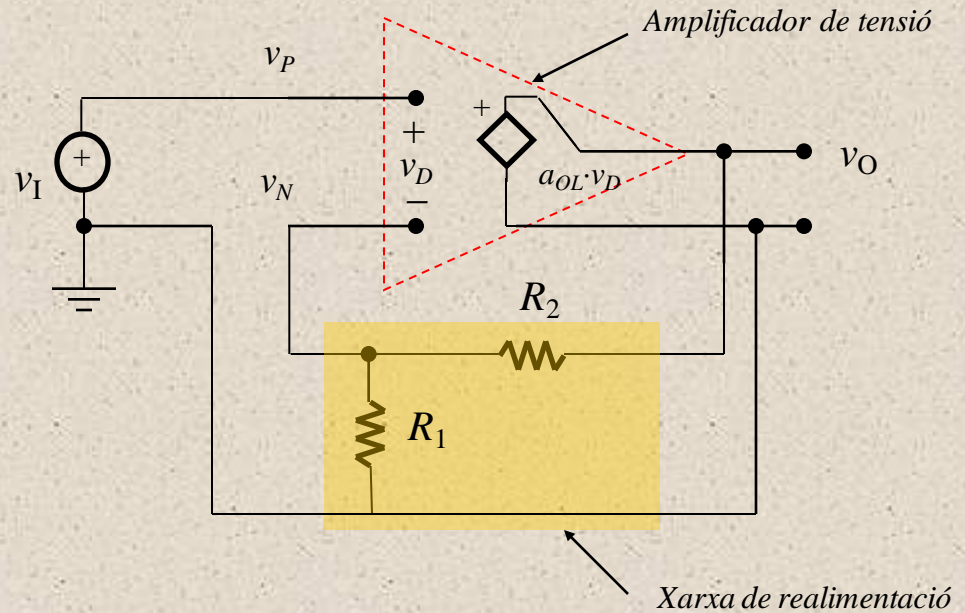
- Anàlisi:



- Relació sortida-entrada

$$\left. \begin{aligned} v_P &= v_I \\ v_N &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_O \\ v_O &= a_{OL}(v_P - v_N) \end{aligned} \right\} \longrightarrow v_O = a_{OL} \left(v_I - \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_O \right) \longrightarrow \frac{v_O}{v_I} = \frac{a_{OL}}{1 + \frac{R_1 \cdot a_{OL}}{R_1 + R_2}} = A_{CL}$$

CL.- Llaç tancat



- Exercici 1.1:** Calcular v_O si: 1) $a_{OL} = 10^2$ (V/V), 2) $a_{OL} = 10^4$ (V/V) i 3) $a_{OL} = 10^6$ (V/V). Dades: $R_1 = 2\text{k}\Omega$, $R_2 = 18\text{k}\Omega$, $v_I = 1\text{V}$

$$1) v_O = 9.091\text{V}$$

$$2) v_O = 9.90\text{V}$$

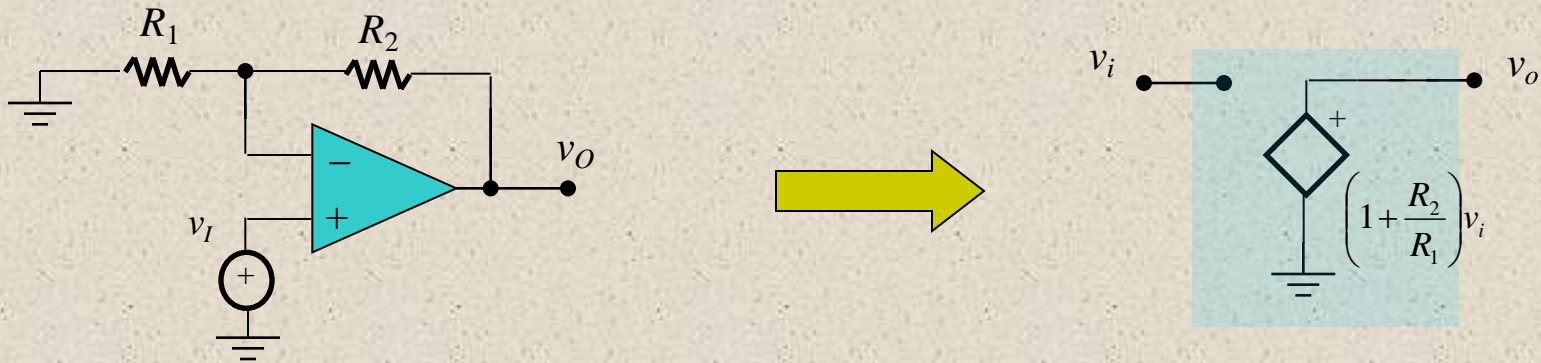
$$3) v_O = 9.9999\text{V}$$

L'amplificador no inversor (i II)

- Si $a \rightarrow \infty$, A_{CL} no depèn del operacional i el seu valor es configura mitjançant R_1 i R_2 .

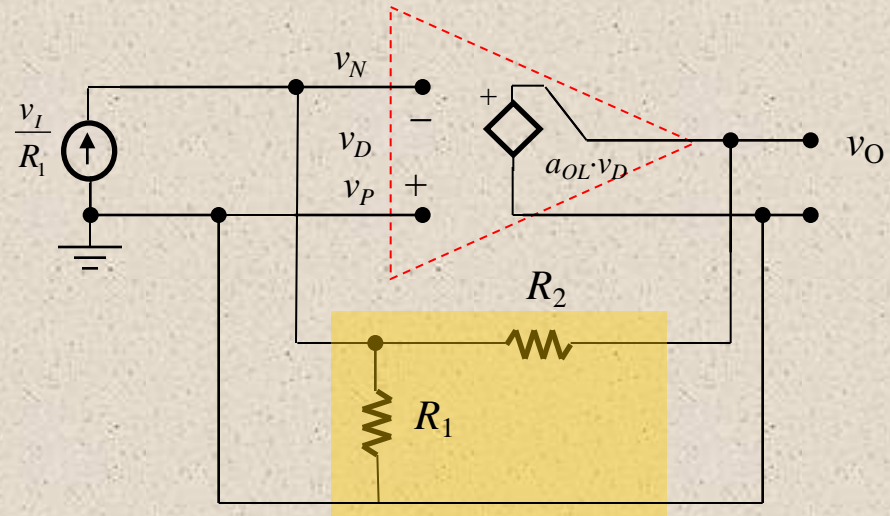
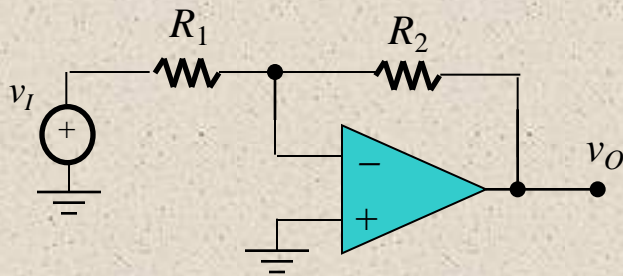
$$A_{CL(ideal)} = \lim_{a_{OL} \rightarrow \infty} A_{CL} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

- Model simplificat del no inversor



L'amplificador inversor.

- **Exercici 1.2:** Obtingueu la relació sortida-entrada del amplificador inversor

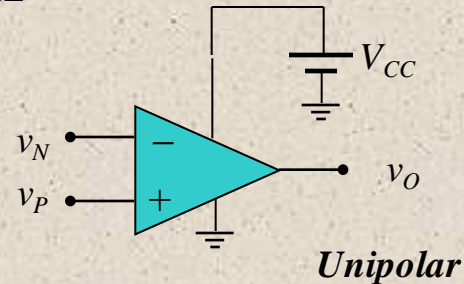
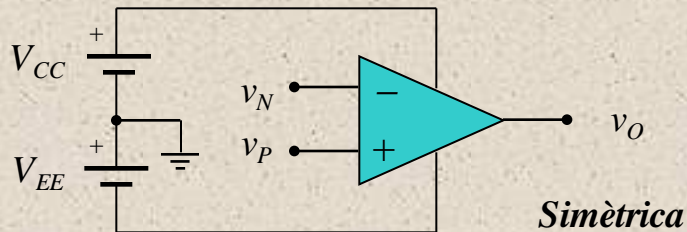


$$A_{CL} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + (1 + R_2/R_1)/a_{OL}}$$

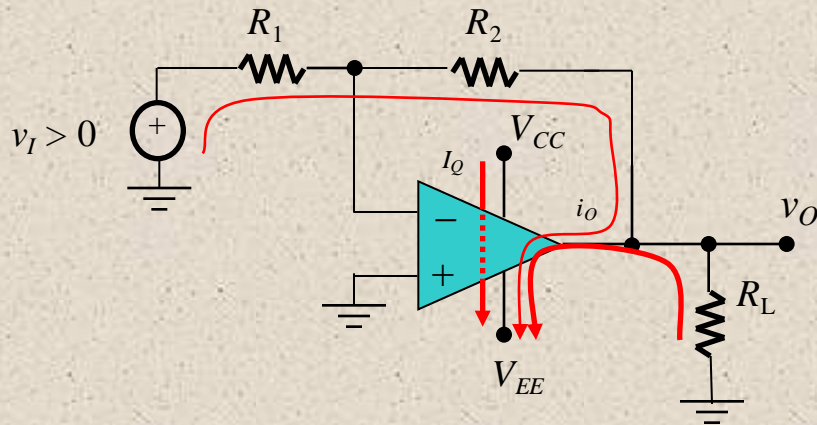
$$A_{CL(ideal)} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Alimentació

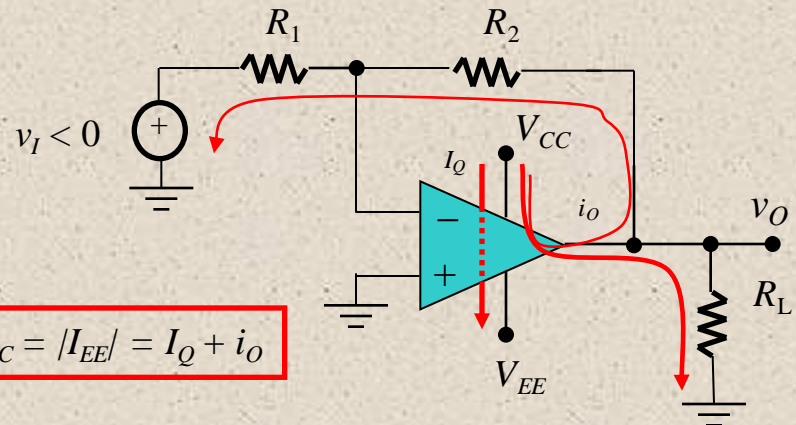
- **Simètrica** (V_{CC} i V_{EE}) i **unipolar** (V_{CC} o $V_{EE} = 0$)



- Direcció dels corrents d'alimentació en l'inversor



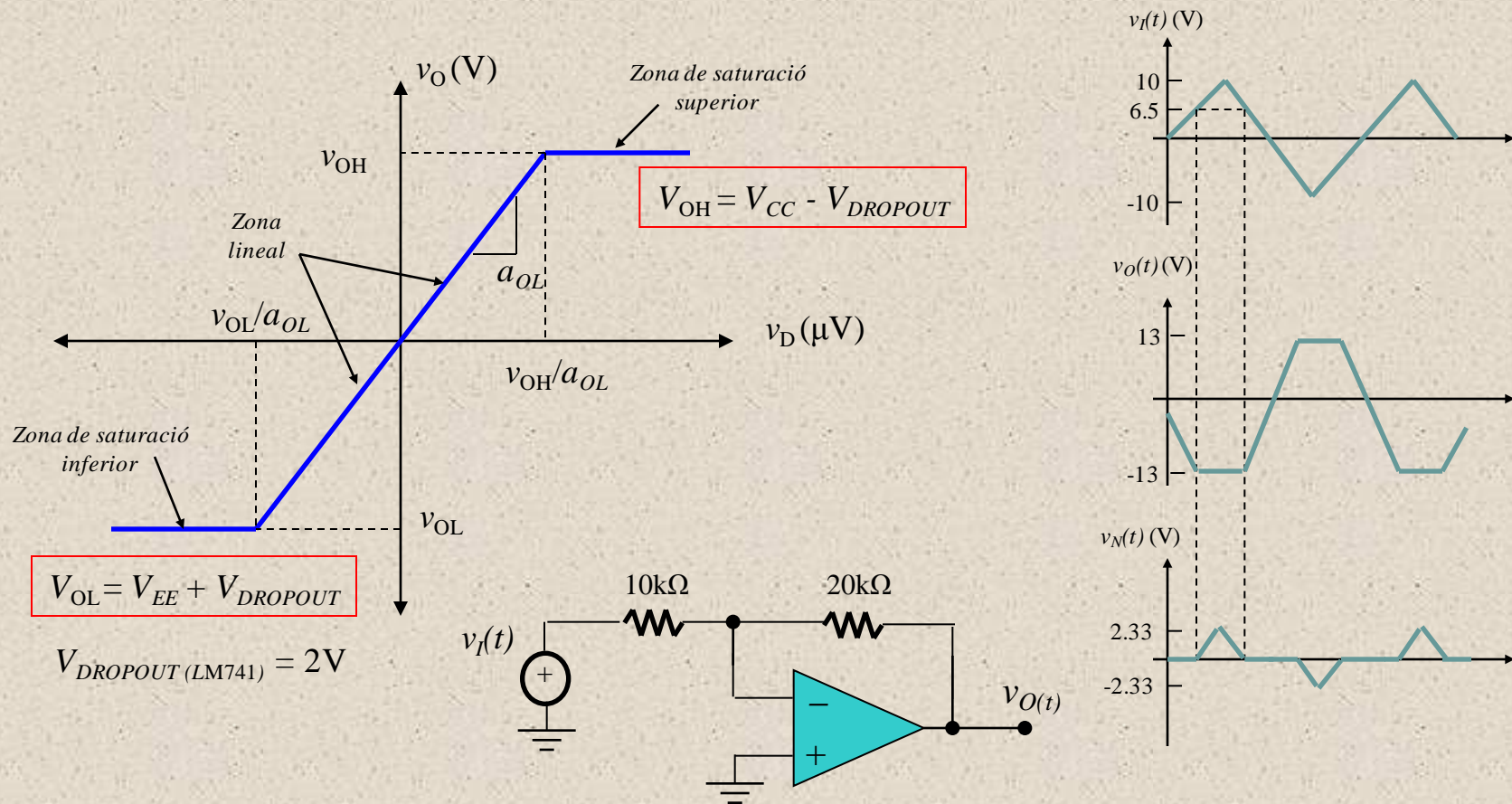
$$I_{CC} = |I_{EE}| = I_Q + i_O$$



- I_Q .- corrent de polarització en l'etapa de sortida del operacional (informació que proporciona el fabricant: $I_{Q(LM741)} \approx 0.5\text{mA}$)

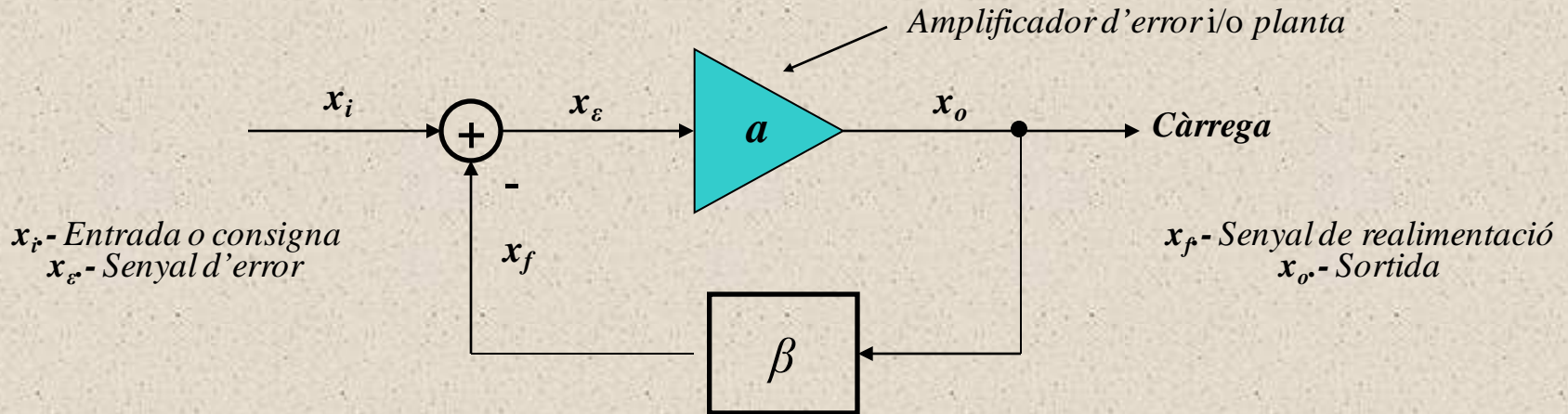
Característica de sortida

- Valor màxim de sortida limitada per l'alimentació (V_{CC} i V_{EE})



Realimentació negativa

- Punt de vista dels sistemes de control



$$\left. \begin{aligned} x_o &= a \cdot x_\varepsilon \\ x_f &= \beta \cdot x_o \\ x_\varepsilon &= x_i - x_f \end{aligned} \right\}$$

$$A_{CL} = \frac{x_o}{x_i} = \frac{a}{1 + a \cdot \beta}$$

β .- Factor de realimentació
 $T = a \cdot \beta$.- Guany de llaç

\bullet Si $T \rightarrow \infty \rightarrow A_{CL(Ideal)} = \lim_{T \rightarrow \infty} A_{CL} = \frac{1}{\beta} \rightarrow A_{CL} = A_{CL(Ideal)} \cdot \frac{T}{1+T}$
 Funció d'error $\rightarrow \frac{T}{1+T} = 1 - \epsilon \rightarrow \epsilon = \frac{x_\varepsilon}{x_i} = \frac{1}{1+T}$

Pros i contres de la realimentació

- **Pros:**

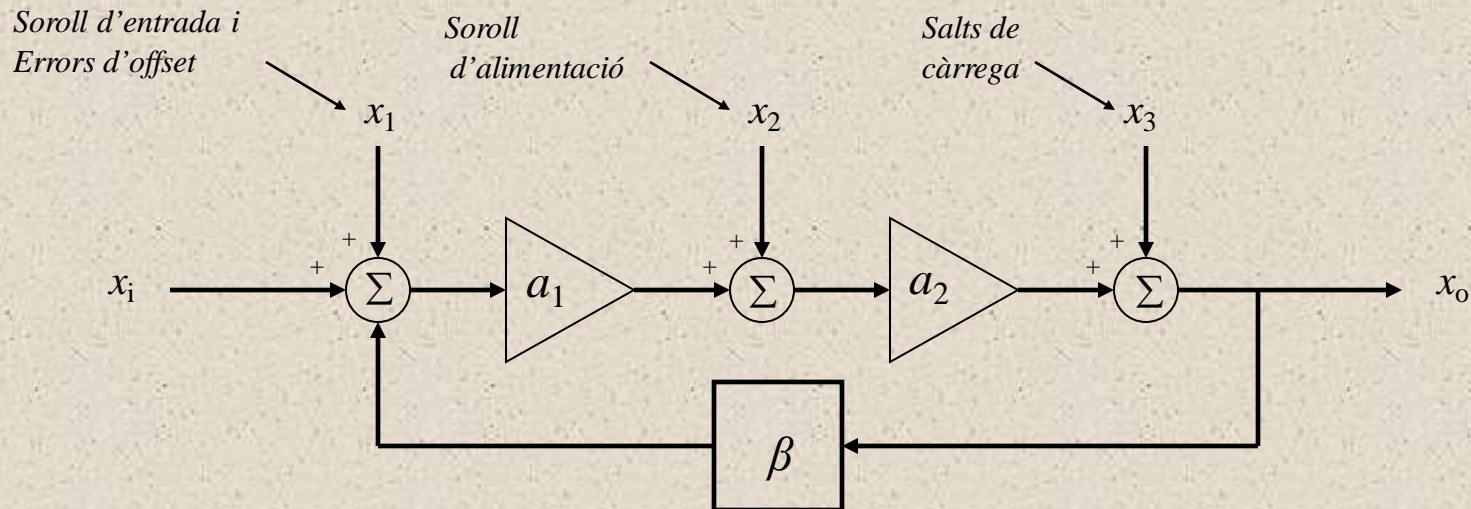
- **Disseny de A_{CL} més senzill** (Només cal que el guany (a) en llaç obert sigui el més gran possible)
- **Redueix distorsió harmònica (THD) i el soroll**
- **Millora ample de banda (BW)**
- **Millora insensibilitat del guany A_{CL} a les variacions paramètriques dels dispositius**
- Control de la resposta al esgraó → Control industrial (**TCON**)
- Augment de Z_{in} i disminució de Z_{ou} segons topologia

- **Contres:**

- Reducció del guany ($A_f < A$)
- Inestabilitat dels **pols** si no es dissenyen acuradament
- Disminució de Z_{in} i augment de Z_{ou} segons topologia

Soroll i interferències

- La realimentació negativa també és un mecanisme per reduir la sensibilitat dels sistemes electrònics a algunes fonts d'interferència



$$x_o = \frac{a_1 \cdot a_2}{1 + a_1 \cdot a_2 \cdot \beta} \left(x_i + x_1 + \frac{x_2}{a_1} + \frac{x_3}{a_1 \cdot a_2} \right)$$

- Característica explotada en aplicacions d'amplificadors d'àudio

Sensibilitat

- Sempre que T sigui elevat, variacions en a no alteren el guany A_{CL}
- β fixa el valor A_{CL} sense garantir la seva estabilitat

Amplificador inversor

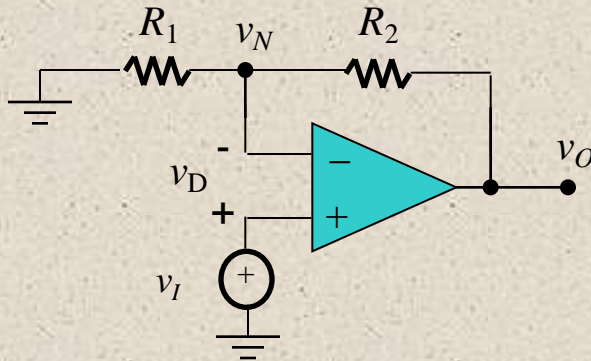
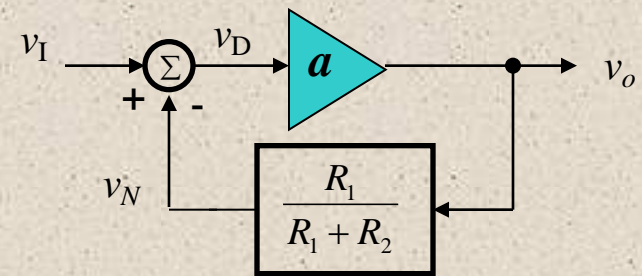


Diagrama de blocs



$$A_{CL} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{a}{1 + a \cdot \beta} \longrightarrow \frac{dA_{CL}}{da} = \frac{1}{(1 + a \cdot \beta)^2} \longrightarrow \frac{\Delta A_{CL}}{A_{CL}} = \frac{1}{(1 + T)} \cdot \frac{\Delta a}{a}$$

$(1 + a \cdot \beta) = a / A_{CL}$

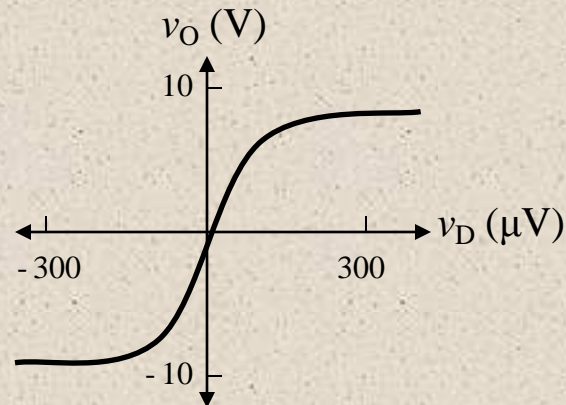
$$\frac{dA_{CL}}{d\beta} = -\frac{a^2}{(1 + a \cdot \beta)^2} = -\frac{a \cdot A_{CL}}{(1 + a \cdot \beta)} \longrightarrow \frac{\Delta A_{CL}}{A_{CL}} = -\frac{\Delta \beta}{\beta}$$

- Necessitat d'implementar β amb components de qualitat com per seguir el senyal v_o

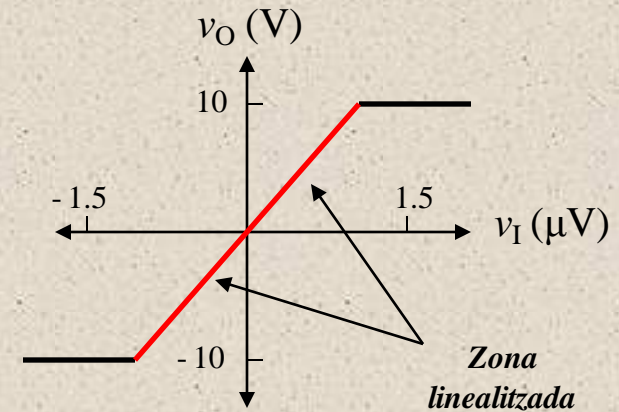
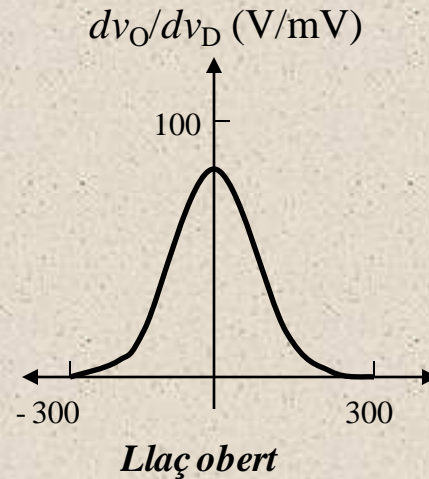
Linealització de la sortida

- Linealitzant la sortida amb la realimentació negativa permet reduir la distorsió harmònica

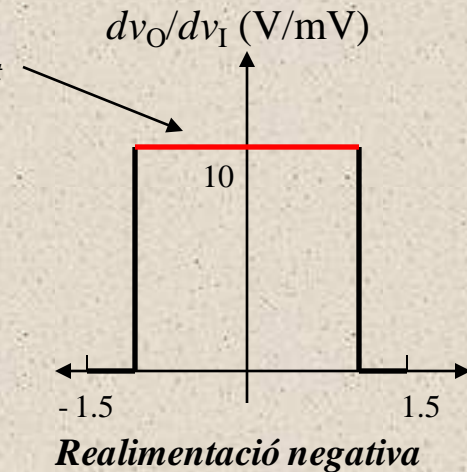
Característica de sortida



Guany del sistema

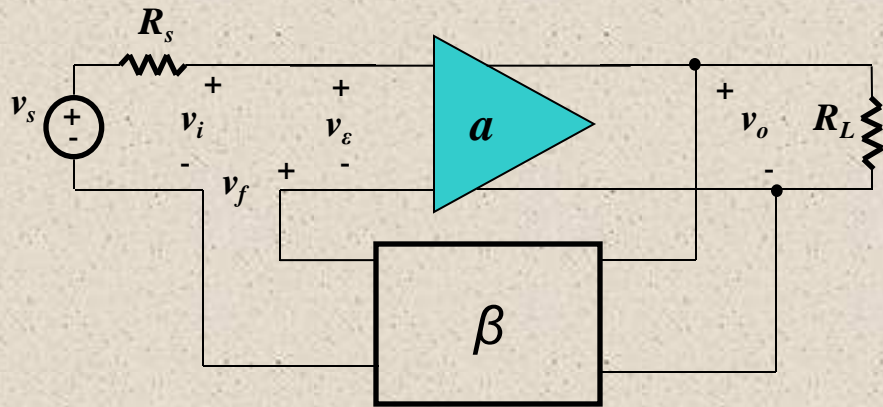


Guany constant

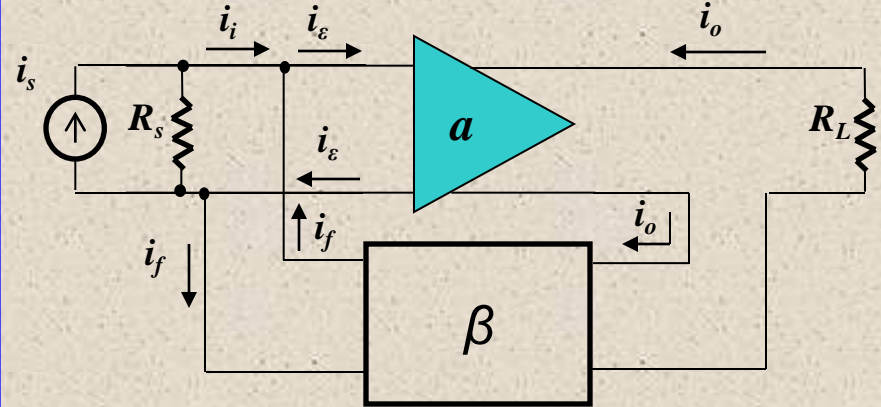


Configuracions de realimentació

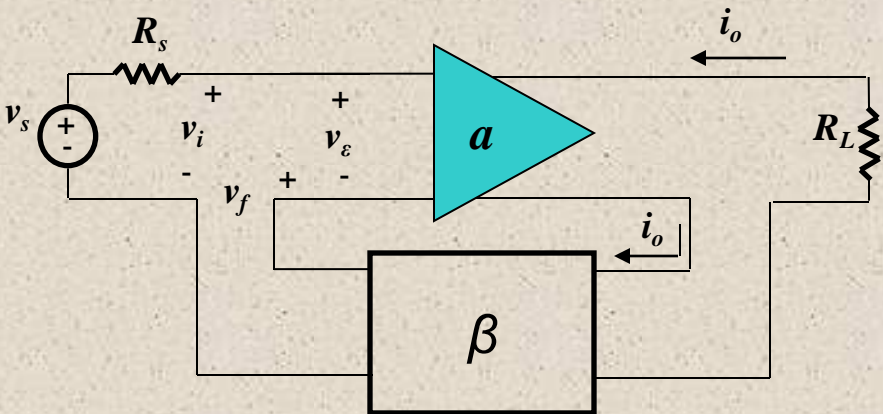
1 *series-shunt*



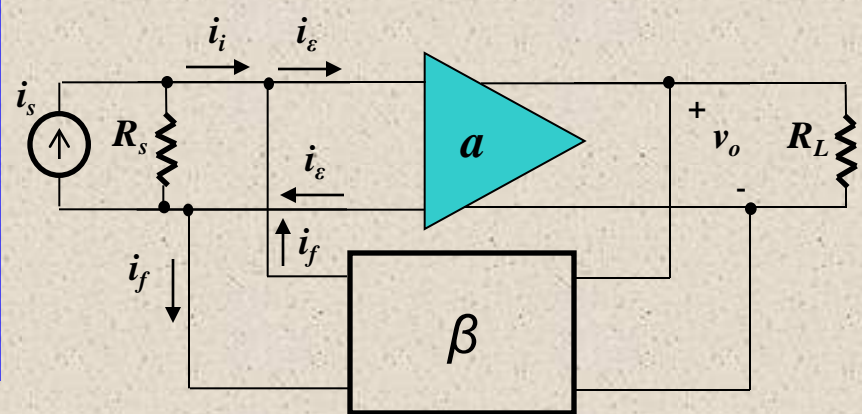
2 *shunt-series*



3 *series-series*



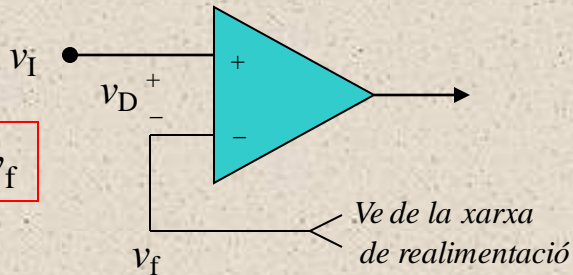
4 *shunt-shunt*



Configuracions entrada/sortida

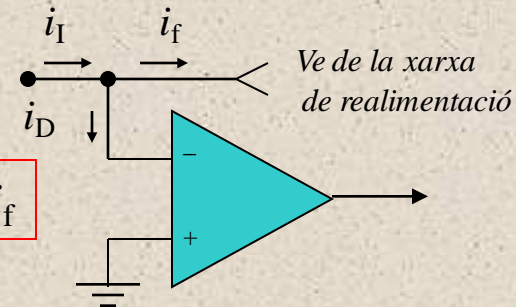
- Segons la **comparació a l'entrada** i **el mostreig a la sortida**

Tensió



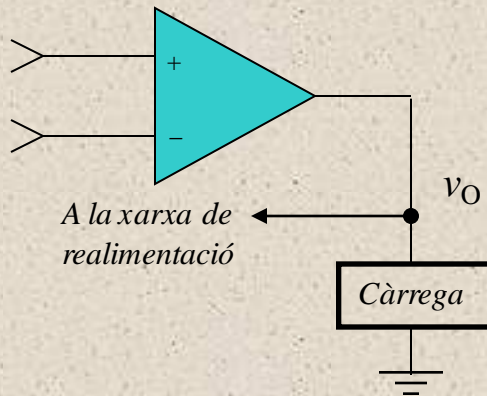
$$v_D = v_I - v_f$$

Corrent

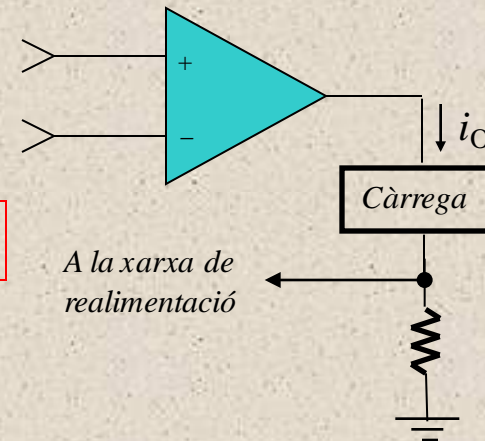


$$i_D = i_I - i_f$$

Entrada
(Comparació)



$$x_f = \beta \cdot v_o$$

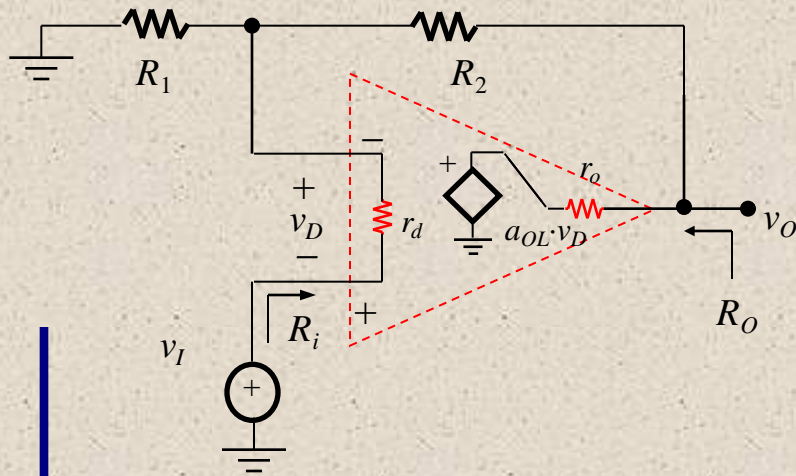


$$x_f = \beta \cdot i_o$$

Sortida
(Mostreig)

Consideracions sobre r_d i r_o

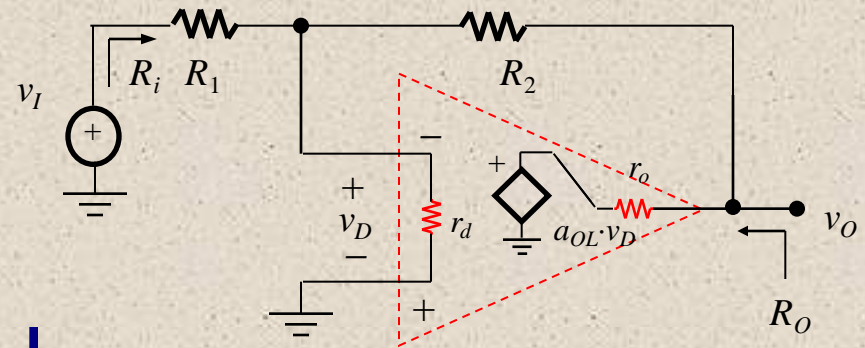
- Amplificador no inversor i inversor



$$A_{CL} = \frac{(1 + R_2/R_1)a + r_o/r_d}{1 + a + R_2/R_1 + (R_2 + r_o)/r_d + r_o/R_1}$$

$$R_i = r_d \left(1 + \frac{a}{1 + (R_2 + r_o)/R_1} \right) + R_1 \parallel (R_2 + r_o)$$

$$R_o = \frac{r_o}{1 + (a + r_o/R_1 + r_o/r_d)/(1 + R_2/R_1 + R_2/r_d)}$$



$$A_{CL} = - \frac{aR_2 - r_o}{(1 + a)R_1 + (R_2 + r_o)(1 + R_1/r_d)}$$

$$R_i = R_1 + \frac{R_2 + r_o}{1 + a + (R_2 + r_o)/r_d}$$

$$R_o = \frac{r_o}{1 + aR_1/(R_1 + R_2)}$$

Consideracions sobre r_d i r_o (i II)

- Aproximacions a considerar en el disseny

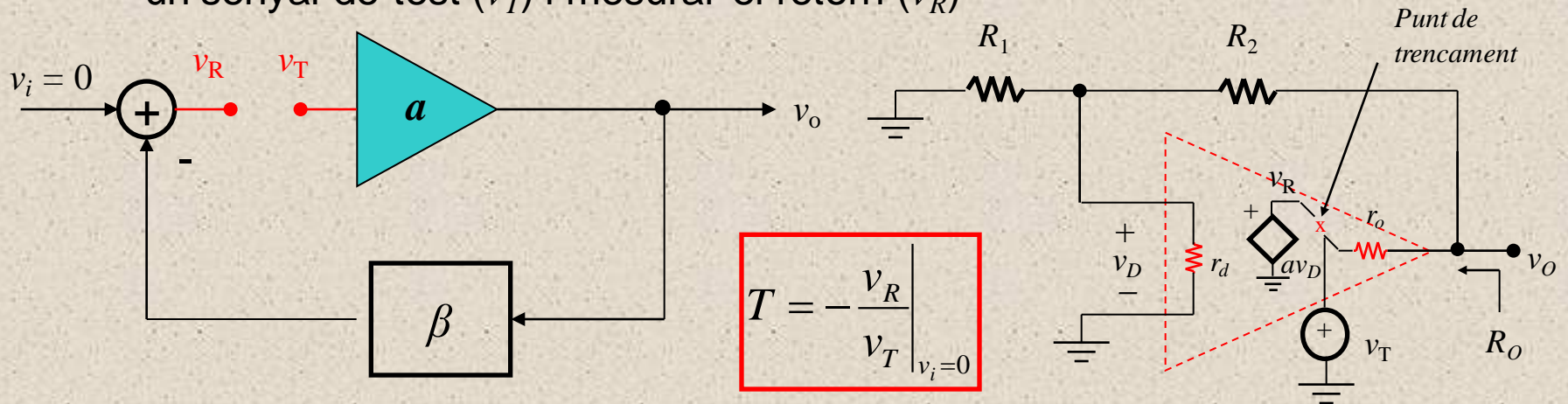
- No Inversor: $[r_o/r_d, (R_2 + r_o)/r_d, r_o/R_1] \ll (1 + a) \quad r_o \ll R_2 \quad \frac{r_o}{R_1} \approx \frac{r_o}{r_d} \approx \frac{R_2}{r_d} \approx 0$
- Inversor: $\frac{R_1}{r_d} \ll 1 \quad r_o \ll R_2 \quad (R_2 + r_o)/r_d \ll a$

	A_{CL}	R_i	R_o	β	$T = a \cdot \beta$
No inversor	$\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{T}{1 + T}$	$r_d(1 + T)$	$\frac{r_o}{1 + T}$	$\frac{R_1}{R_1 + R_2}$	$\frac{aR_1}{R_1 + R_2}$
Inversor	$\left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{T}{1 + T}$	R_1			

- A , R_i i R_o , s'apropen al comportament ideal, excepte en R_i del inversor (que s'ha de dissenyar amb una R_1 elevada)
- Exercici 1.4:** Determineu analíticament les expressions anteriors

Mesura directa de T

- Quan interessa saber l'**estabilitat** del sistema, T es determina de forma directa
- Mètode:
 - 1) Eliminar l'entrada ($v_i = 0$), 2) Tallar en un punt del laç (p.e. v_D), 3) Utilitzar un senyal de test (v_T) i mesurar el retorn (v_R)

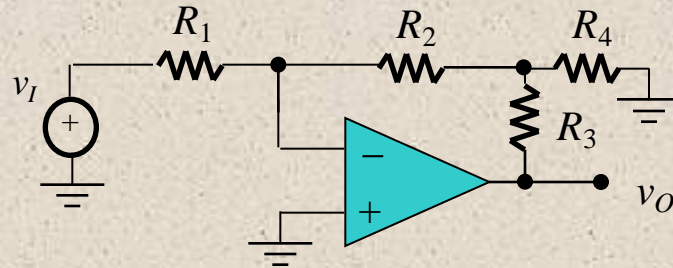


- Opcionalment, es pot trobar el factor β i multiplicar pel guany en laç obert del operacional (a)

Exemple

- **Exercici 1.5:** Donat el següent circuit, Trobeu:

- 1) Expressió i valor del guany ideal A_{CL}
- 2) La desviació respecte al guany real si $r_d = 1\text{M}\Omega$, $a = 10^5 \text{ V/V}$ i $r_o = 100\Omega$



- Dades: $R_1 = R_2 = 1\text{M}\Omega$, $R_3 = 100\text{k}\Omega$, $R_4 = 1\text{k}\Omega$ i $R_L = 2\text{k}\Omega$

- Solució:

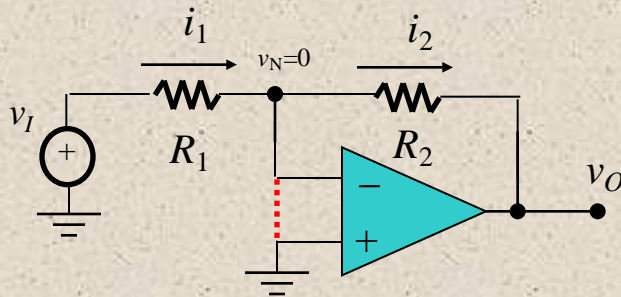
$$1) \quad A_{CL} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_4} \right) = -101.1 \text{ V/V} \quad 2) \text{ error} = -0.32\%$$

Anàlisi amb operacionals ideals

- Amb **realimentació negativa**, donat que $v_D = a \cdot (v_P - v_N)$ i $a \rightarrow \infty$, l'operacional proporciona la tensió de sortida que necessita per a que v_D sigui nul·la
- Condicció de **curtcircuit virtual**: $v_D = 0$, $i_P = i_N = 0$

$$v_D = \frac{v_O}{a} \longrightarrow \lim_{a \rightarrow \infty} v_D = 0 \longrightarrow \lim_{a \rightarrow \infty} v_N = v_P$$

- Revisió de l'anàlisi amb l'amplificador inversor.



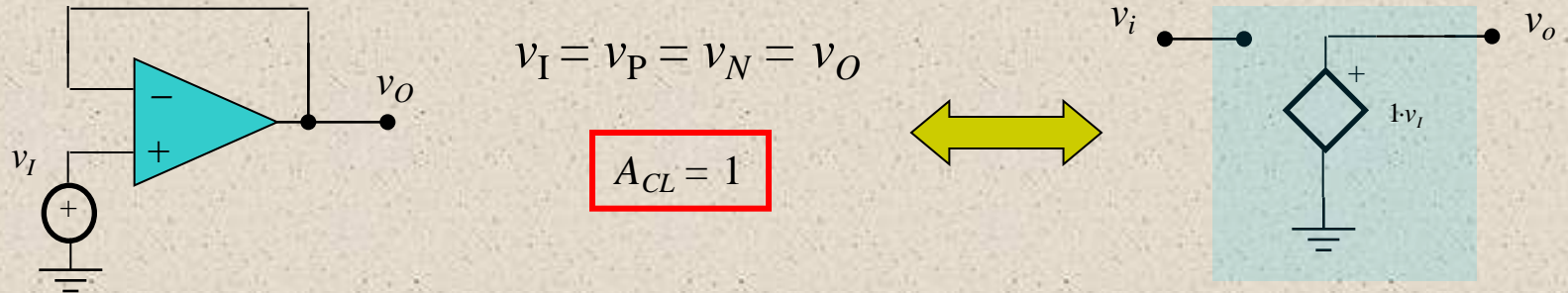
$$\frac{v_I - 0}{R_1} = \frac{0 - v_O}{R_2}$$

$$A_{CL(Ideal)} = \frac{v_O}{v_I} = -\frac{R_2}{R_1}$$

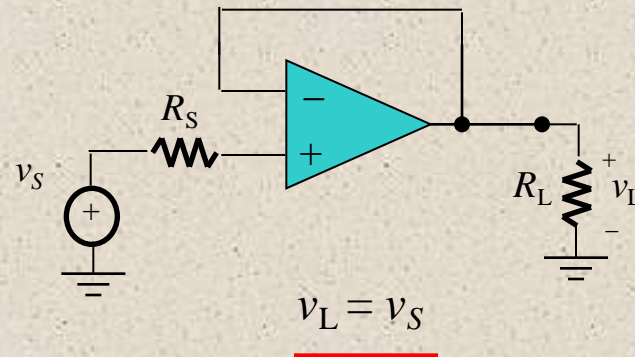
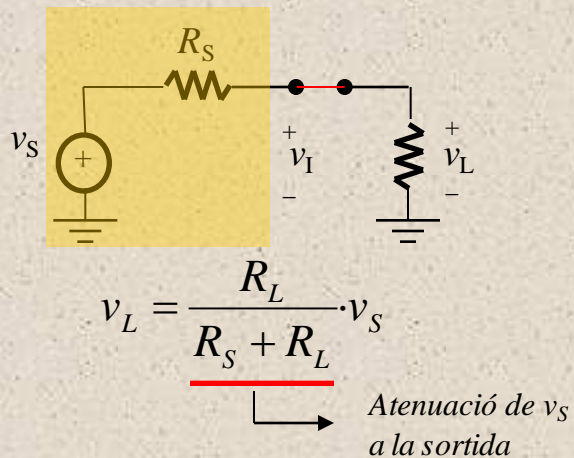
- El **mètode de superposició** és més pràctic en l'anàlisi amb amplificadors operacionals

Altres circuits bàsics

- El **seguidor de tensió**

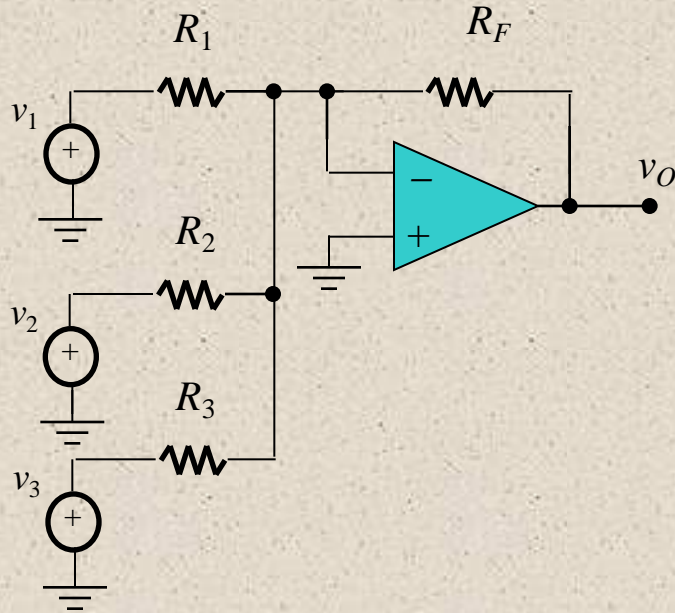


- Utilitzats com a **buffer** per regenerar senyals amb més capacitat de corrent



Circuits sumadors/restadors

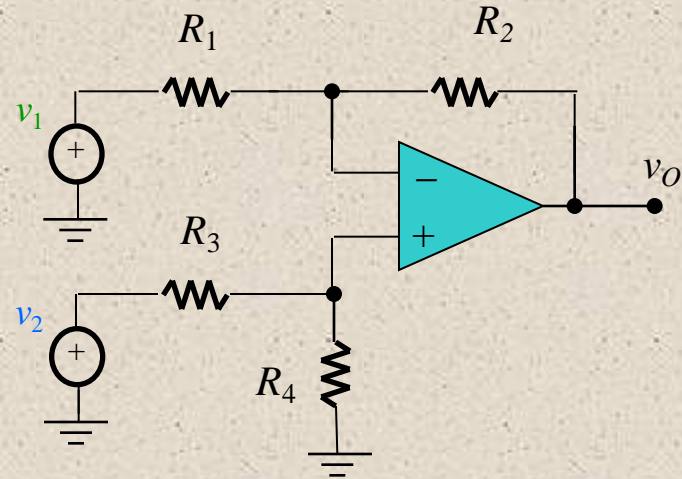
Sumador inversor



$$\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} = -\frac{v_O}{R_F}$$

$$A_{CL} = -R_F \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right)$$

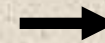
Restador



$$v_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot v_2 - \frac{R_2}{R_1} \cdot v_1$$

$$v_O = \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} \cdot v_2 - v_1 \right)$$

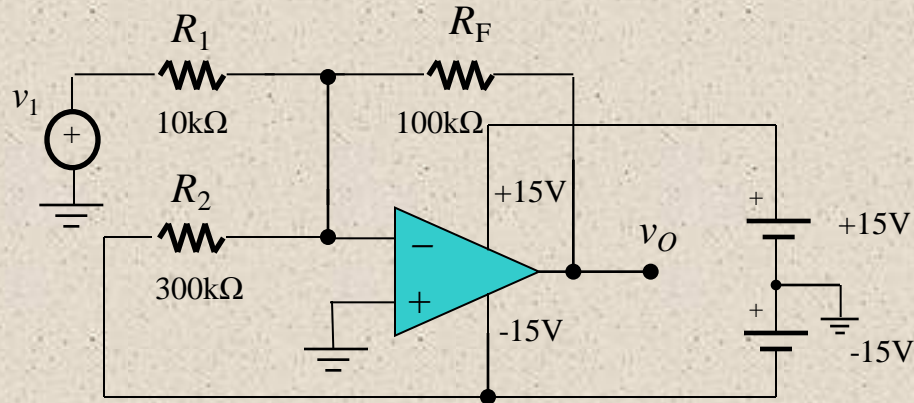
Si $R_3/R_4 = R_1/R_2$



$$v_O = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1)$$

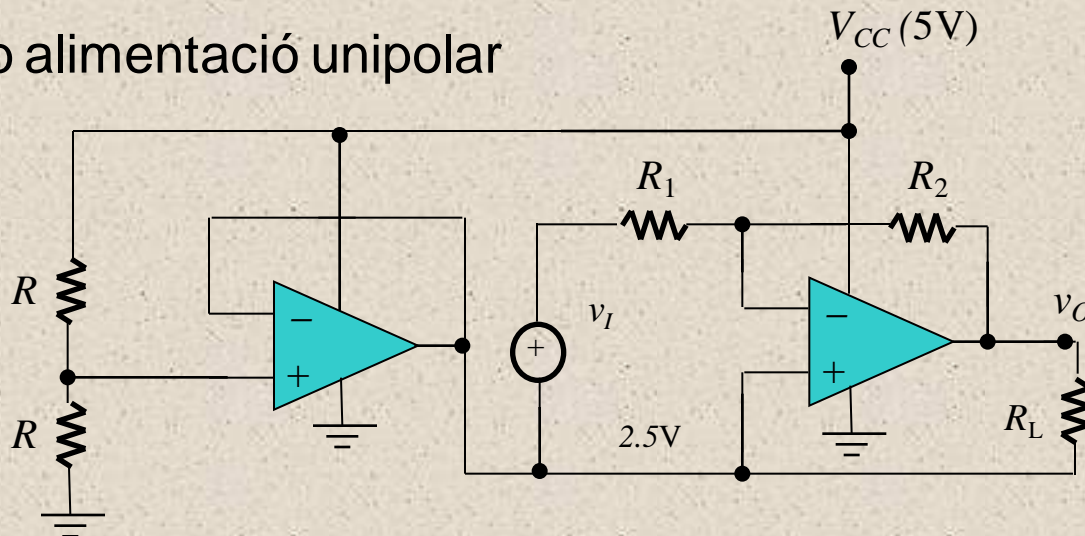
Aplicacions de les configuracions bàsiques

- Desplaçadors de nivell DC



$$v_O = -10 \cdot v_I + 5\text{V}$$

- Amb alimentació unipolar



Exercicis

- **Exercici 1.6:** Amb un **sumador inversor** dissenyeu les resistències per tal de que el circuit implementi la funció

$$v_O = -2 \cdot (3 \cdot v_1 + 4 \cdot v_2 + 2 \cdot v_3)$$

- **Exercici 1.7:** Amb un **restador** dissenyeu el circuit per tal de que $v_O = v_2 - 3 \cdot v_1$ amb resistències d'entrada $R_{i1} = R_{i2} = 100\text{k}\Omega$
- **Exercici 1.8:** Dissenyeu un amplificador amb sis entrades i un operacional per tal que implementi la funció

$$v_O = v_2 + v_4 + v_6 - v_1 - v_3 - v_5$$

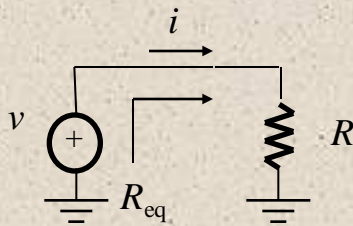
- **Exercici 1.9:** Usant una estructura semblant al exercici anterior, dissenyeu un amplificador de quatre entrades que implementi la funció:

$$v_O = 4 \cdot v_A - 3 \cdot v_B + 2v_C - v_D$$

NIC (Negative Impedance Converter)

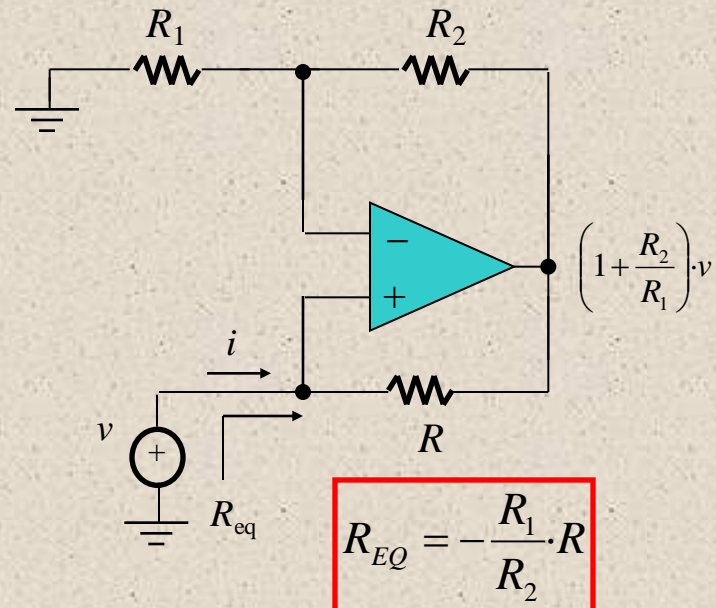
- Circuit que es comporta com una resistència negativa

*Resistència
positiva*



$$R_{eq} = R$$

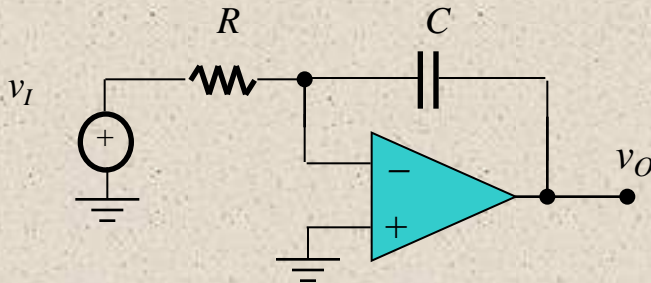
*Resistència
negativa*



- Per neutralitzar impedàncies no desitjades. Utilitzat en filtres actius analògics d'altres prestacions

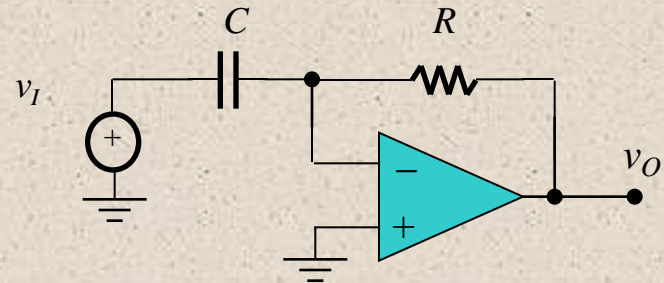
Circuits amb condensadors

Integrador



$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_I(\tau) d\tau + v_o(0)$$

Derivador



$$v_o(t) = -RC \frac{dv_I(t)}{dt}$$

- Sortida en el domini freqüencial ($s = j\omega = dv/dt$)

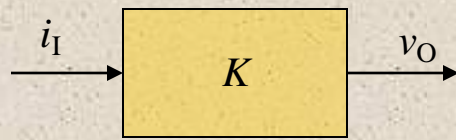
$$v_o(s) = -\frac{1}{RC \cdot s} \cdot v_I(s)$$

$$v_o(s) = -RC \cdot s \cdot v_I(s)$$

- Tot i els problemes de funcionament del circuit bàsic real, l'integrador i diferenciador són la base de moltes aplicacions: *Generadors de funcions, filtres analògics actius, conversors A/D, controladors analògics (PID), etc...*

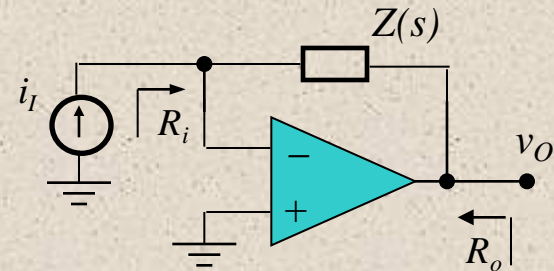
Convertidor I-V

- És un amplificador de trans-resistència (o trans-impedància)



$$v_O = K \cdot i_I$$

K.- Sensibilitat



$$v_O = -Z(s) \cdot i_I = -R \cdot i_I = A_{CL} \cdot i_I$$

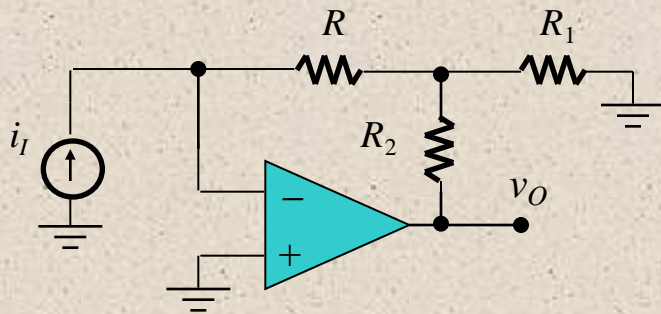
- Paràmetres enllaç tancat

$$A_{CL} = -R \frac{T}{1+T} \quad T = \frac{a \cdot r_d}{r_d + R + r_o} \quad R_i = \frac{r_d \parallel (R + r_o)}{1+T} \quad R_o \cong \frac{r_o}{1+T}$$

- Presenta l'inconvenient de que sensibilitats elevades ($V/\mu A$) requereixen resistències extremadament altes ($M\Omega$)
- Exercici 2.1:** Determineu els paràmetres enllaç tancat del convertidor I-V amb una $R=1M\Omega$

Convertidor I-V (sensibilitat elevada)

- Les **xarxes en T** (T-Networks) permeten augmentar la sensibilitat (o guany) de les configuracions sense necessitat d'utilitzar resistències molt elevades



$$v_O = -k \cdot R \cdot i_I$$

$$k = 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R}$$

- Exercici 2.2:** 1) Determineu l'expressió del convertidor I-V en T. 2) Especifiqueu valors adients per a una sensibilitat de 0.1V/nA

Solució (No és única) : $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_2 = 99\text{k}\Omega$, $R = 1\text{M}\Omega$

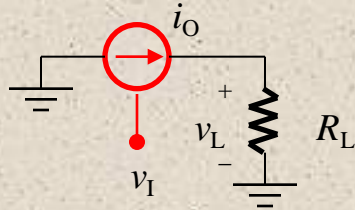
Fonts de corrent

- Amplificadors de trans-conductància (o trans-admitància)
- Configuracions amb **càrrega flotant** o **referida a massa**

Característiques

$$i_O = k \cdot v_I - \frac{v_L}{R_O}$$

$$R_O = \infty$$

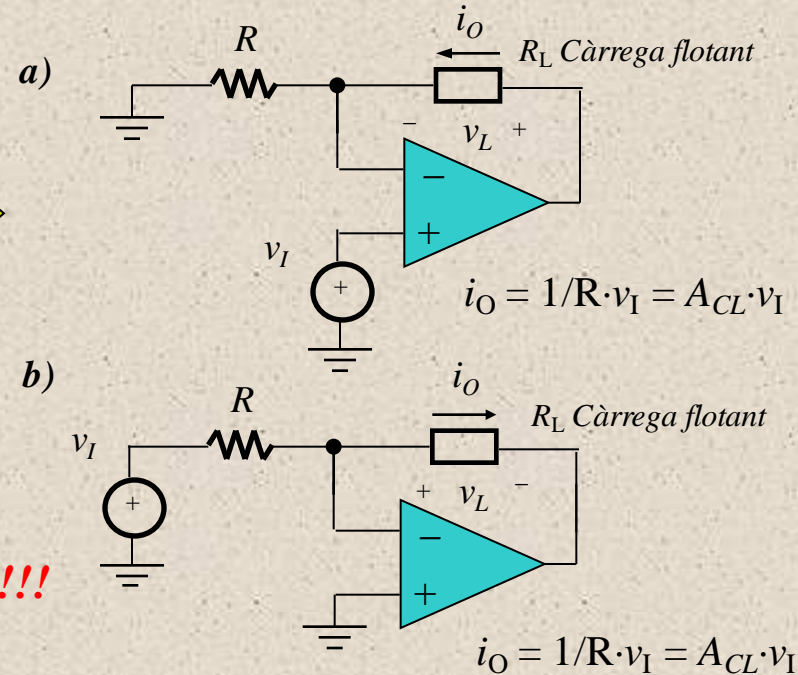


$$A_{CL} = \frac{1}{R} \cdot \frac{a - R/r_d}{1 + a + r_0/R + r_d}$$

$$R_0 = (R // r_d)(1 + a) + r_0$$

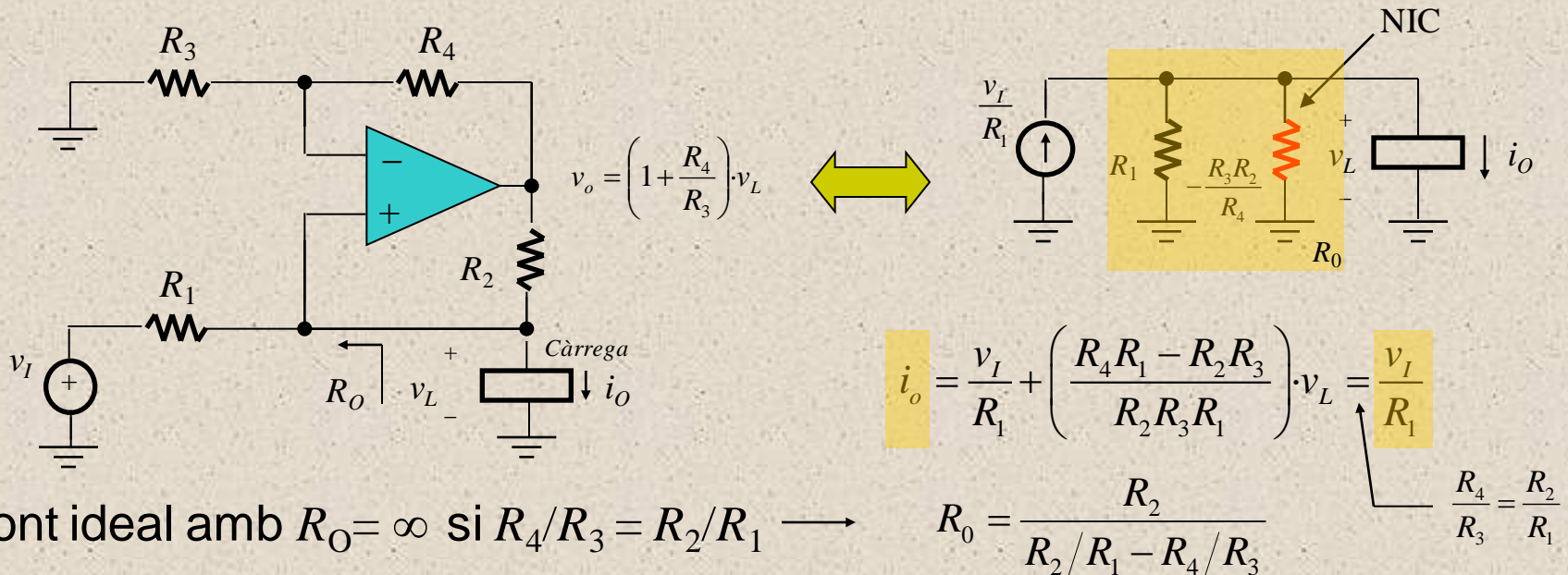
- **Interessa que i_O no depengui de v_L !!!**
- Inconvenients de la càrrega flotant:

- Corrent de sortida limitada pel valor màxim del dispositiu (LM741: 25mA)
- En el cas b), el corrent i_O es deriva de la font v_I
- $R_0 \neq \infty$



Font de Howland

- Font de corrent referida a massa. Combina l'ús d'una font d'entrada v_I en sèrie amb una resistència R_1 i un convertidor NIC



- Font ideal amb $R_O = \infty$ si $R_4/R_3 = R_2/R_1 \longrightarrow R_0 = \frac{R_2}{R_2/R_1 - R_4/R_3}$
- Compatibilitat de sortida: $\longrightarrow |v_L| \leq \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{o\max}$
- Exercici 2.3:** Dissenyeu una font de corrent DC de 1mA amb un LM741 alimentat a 15V i amb el màxim de compatibilitat de sortida:

Font de Howland. Inconvenients

- Aparellament de resistències (*Mismatch*)

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} (1 - \epsilon) \quad \epsilon \text{ .- Factor de desigualtat} \longrightarrow \boxed{R_0 = \frac{R_1}{\epsilon}}$$

- Exercici: Discutiu les implicacions d'utilitzar resistències amb 1% i 0.1% de tolerància, tot determinant R_0
- Limitació de guany en llaç obert. R_0 disminueix amb un valor finit de a

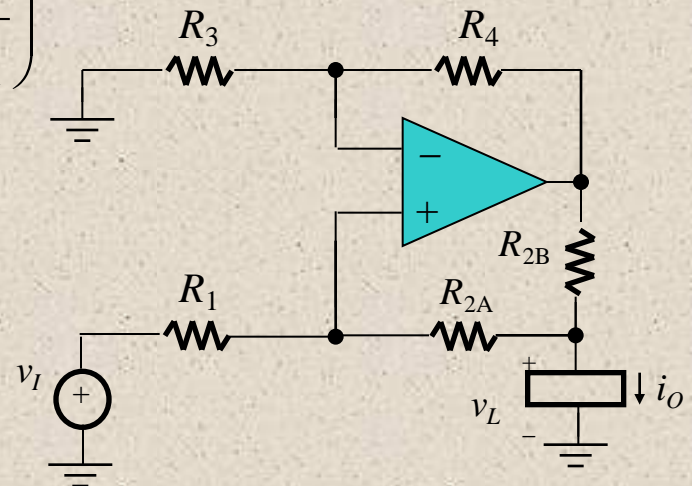
$$R_0 = (R_1 // R_2) \left(1 + \frac{a}{1 + R_2 / R_1} \right)$$

- Millores en la font:

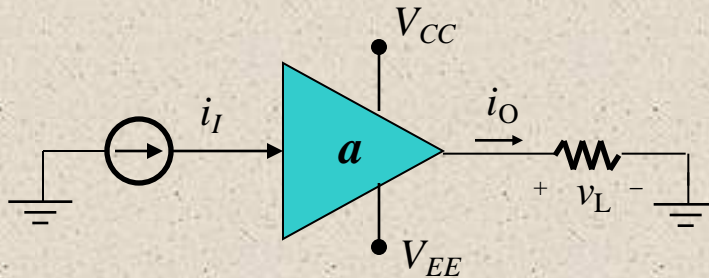
- Amb R_{2A} i R_{2B} la font fa un ús més eficient de l'energia

$$\boxed{i_o = \frac{R_2 / R_1}{R_{2B}} \cdot v_I}$$

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_{2A} + R_{2B}}{R_1}$$



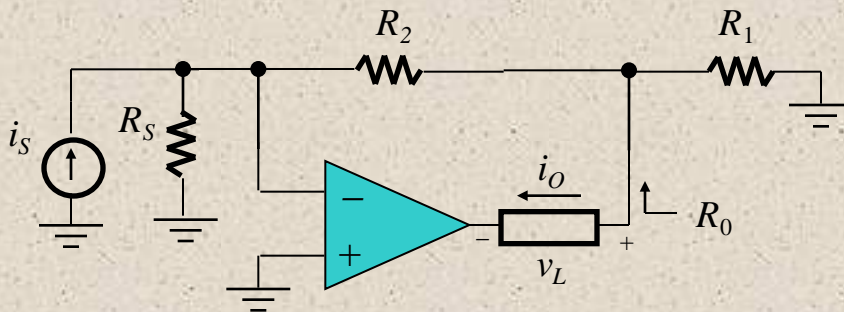
Amplificadors de corrent



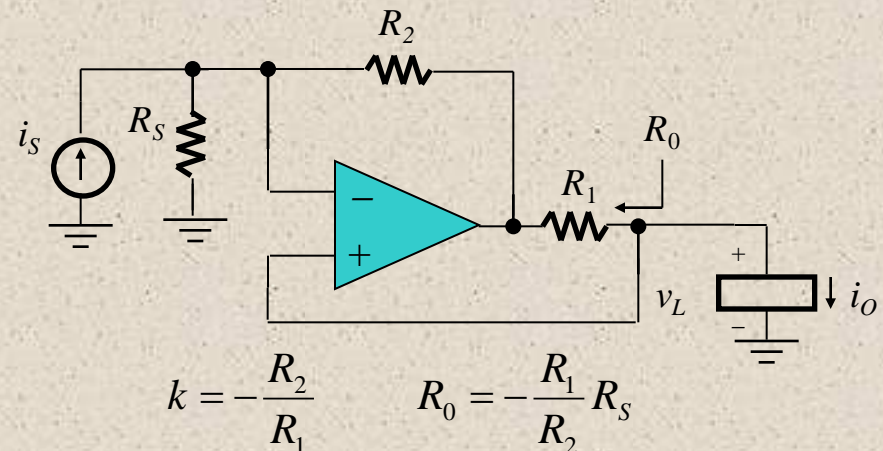
$$i_O = k \cdot i_I - \frac{v_L}{R_o}$$

- Característiques:

- $k \geq 1$ amb $R_o = \infty$
- Càrrega flotant o referida a terra
- Aplicacions: *sensors remots, condicionament de fotodetectors, convertidors V-F, etc.*



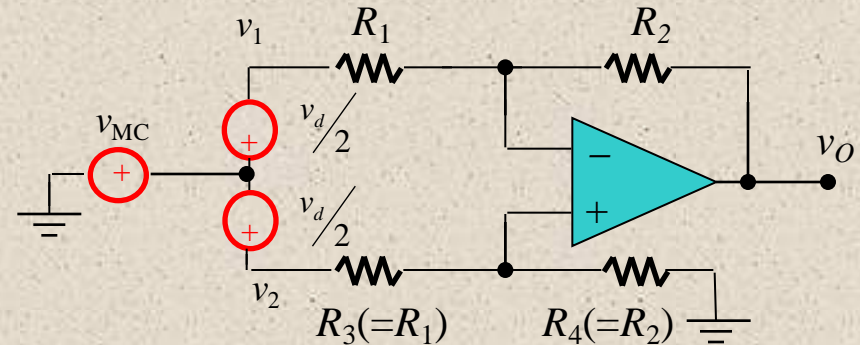
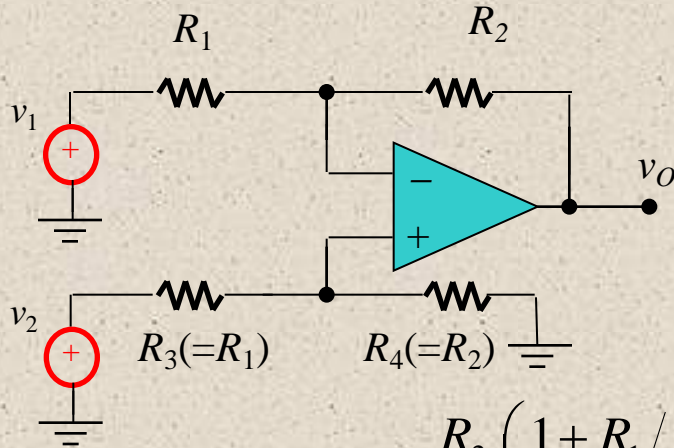
$$k = 1 + \frac{R_2/R_1}{1 + 1/a} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad R_o = R_1(1 + a)$$



$$k = -\frac{R_2}{R_1} \quad R_o = -\frac{R_1}{R_2} R_S$$

Amplificadors **D**iferencials (AD) i CMRR

- Mode diferencial i mode comú**



$$v_o = \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1 + R_1/R_2}{1 + R_3/R_4} v_2 - v_1 \right) = A_d v_d + A_{mc} v_{mc}$$

$$\left. \begin{aligned} v_d &= v_2 - v_1 \\ v_{mc} &= \frac{v_1 + v_2}{2} \end{aligned} \right\} \rightarrow \left\{ \begin{aligned} v_1 &= v_{mc} - \frac{v_d}{2} \\ v_2 &= v_{mc} + \frac{v_d}{2} \end{aligned} \right.$$

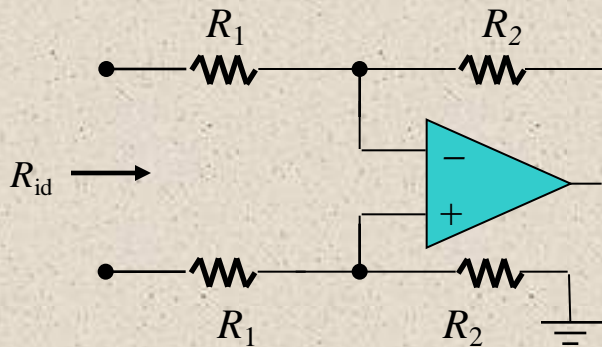
$$A_d = \frac{R_2}{2R_1} \left(\frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_2(R_4 + R_3)} + 1 \right) \quad A_{mc} = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1(R_4 + R_3)}$$

- CMRR.- Atenuació del mode comú:**

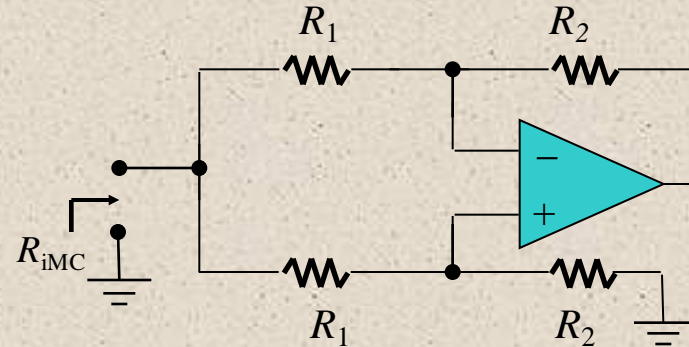
$$CMRR = 20 \log \left(\frac{A_d}{A_{mc}} \right)$$

AD. Altres consideracions

- Resistència d'entrada diferencial i mode comú R_{id} , R_{imc}



$$R_{id} = 2R_1$$

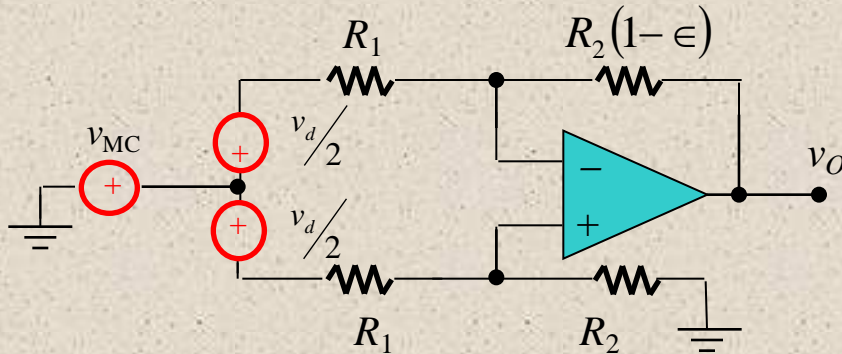


$$R_{imc} = \frac{R_1 + R_2}{2}$$

- Interessa que $R_{id} \rightarrow \infty$ i $R_{imc} \rightarrow 0$
- Els dos paràmetres depenen de R_1 . Dos requisits impossibles d'aconseguir a la vegada

AD. Altres consideracions (i II)

- **Aparellament de les resistències**



$$A_d = \frac{R_2}{R_1} \left(1 - \frac{R_1 + 2R_2}{R_1 + R_2} \frac{\epsilon}{2} \right)$$

$$A_{mc} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \epsilon$$

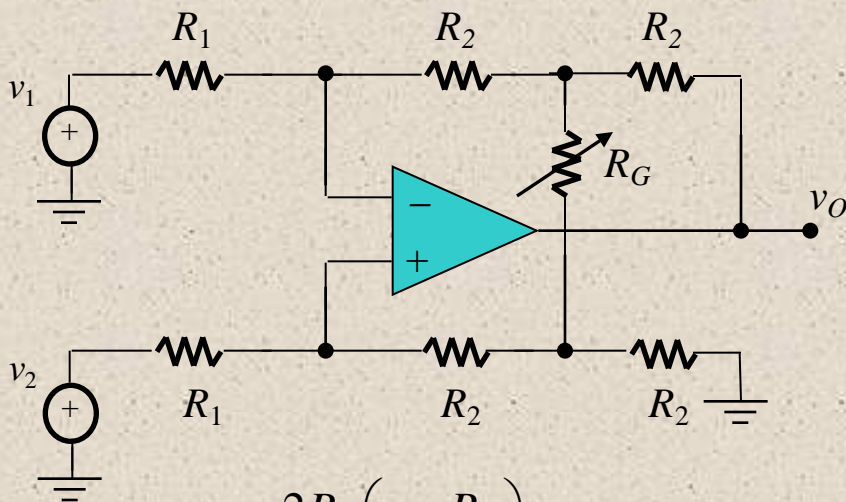
$$CMRR \cong 20 \log \left| \frac{1 + R_2/R_1}{\epsilon} \right|$$

- **Exercici 2.4:** Si $R_1 = R_3 = 10\text{k}\Omega$ i $R_2 = R_4 = 100\text{k}\Omega$,
 - 1) Discutiu la implicació d'utilitzar resistències amb 1% de tolerància
 - 2) Il·lustreu el cas en que $v_d = 0$ i $v_{mc} = 10\text{V}$
 - 3) Determineu la tolerància que es necessita per a un CMRR de 80dB

AD. Altres consideracions (i III)

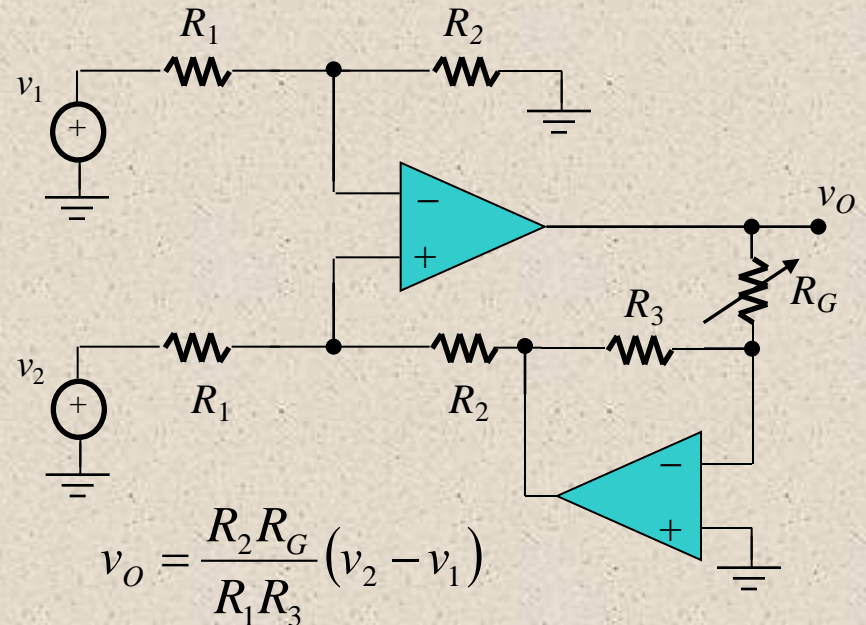
- **Ajustament de guany**

- Per fixar el guany en la configuració bàsica es necessita actuar en dues resistències: R_1 i R_2 .
- Dissenys amb actuació en un únic component R_G



$$v_O = \frac{2R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_G} \right) (v_2 - v_1)$$

Variació no lineal



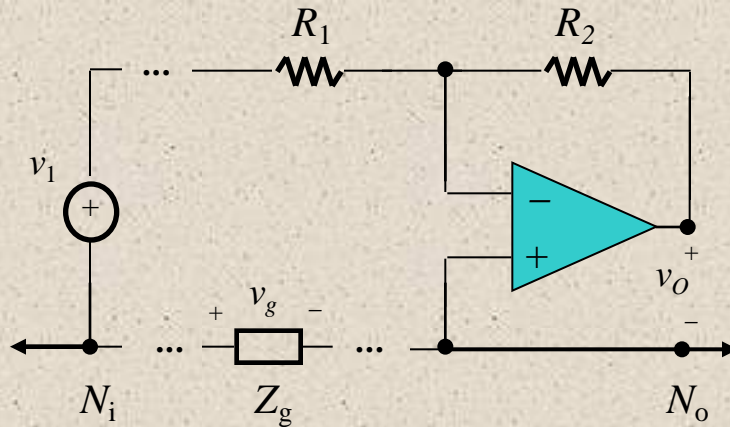
$$v_O = \frac{R_2 R_G}{R_1 R_3} (v_2 - v_1)$$

Variació lineal

AD. Altres consideracions (i IV)

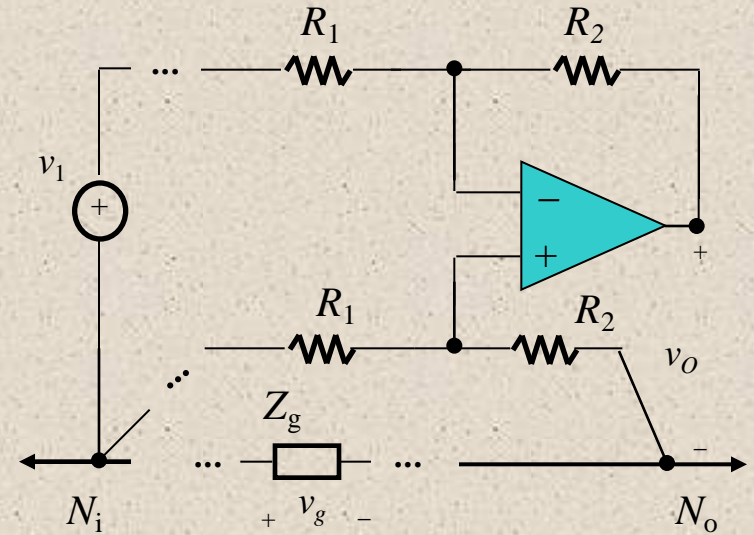
- **Interferències en el retorn cap a terra**

- Equips lluny de la font a mesurar, queden afectats per la impedància distribuïda en la presa de terra.
- L'ús d'amplificadors diferencials permet amplificar senyal útil i eliminar interferències en mode comú



$$v_O = -\frac{R_2}{R_1}(v_i + v_g)$$

Sortida afectada pel retorn a terra

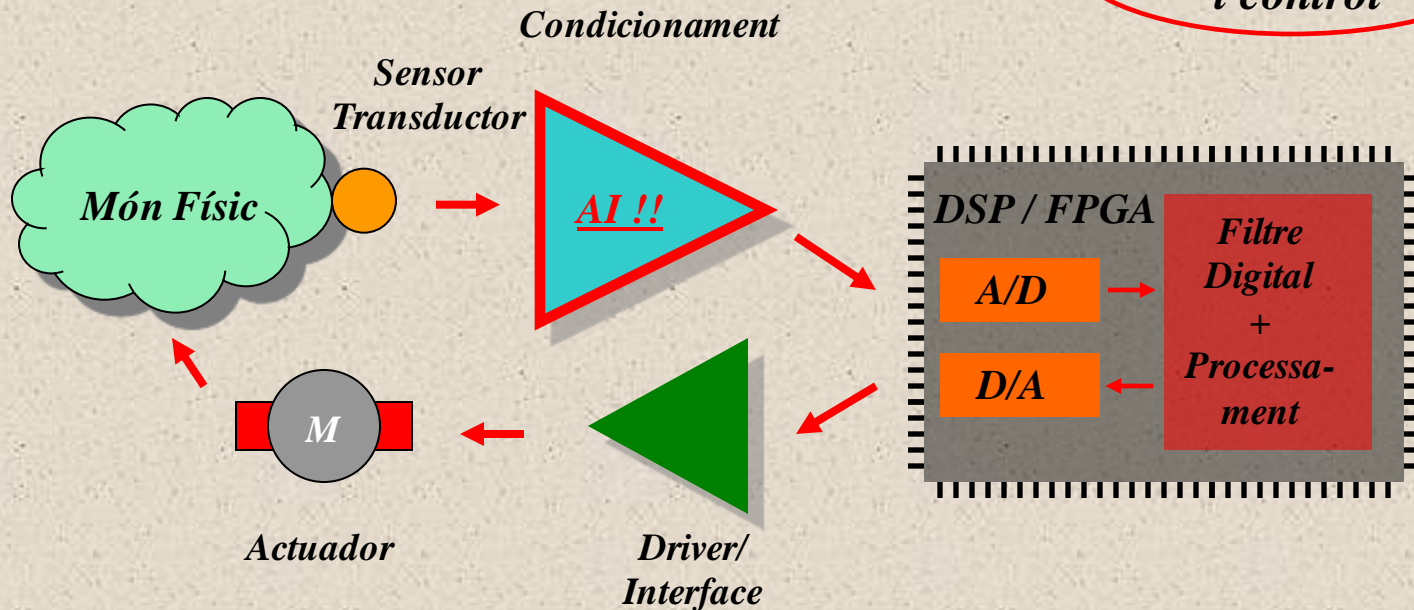


$$v_O = -\frac{R_2}{R_1}v_i$$

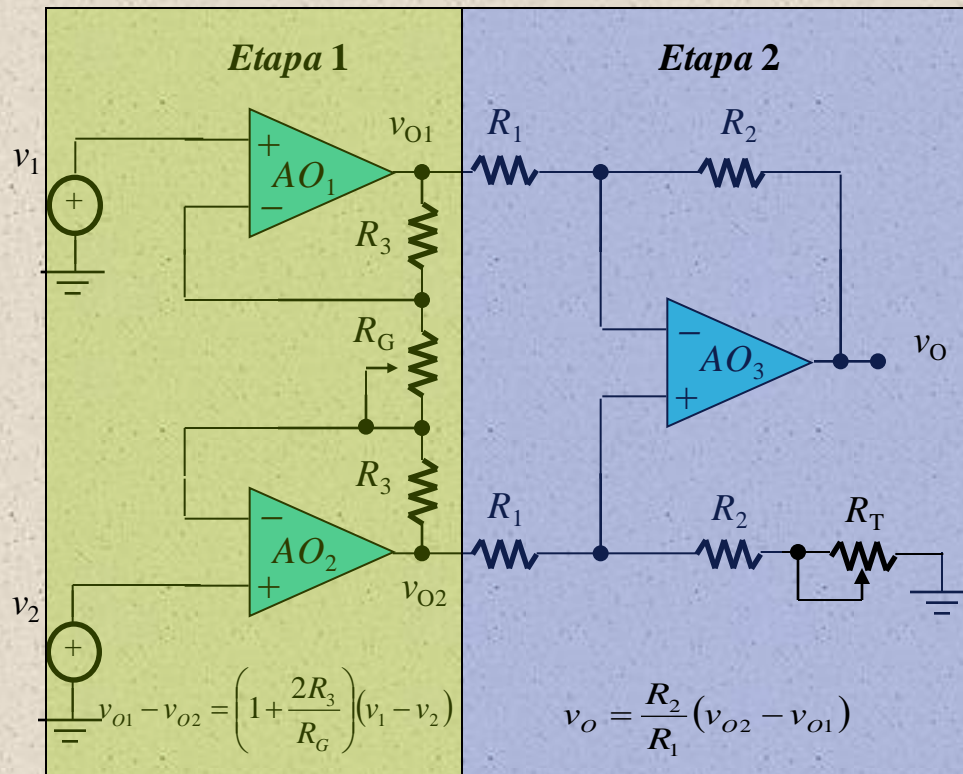
Cancel·lació del soroll

Amplificador d'Instrumentació (AI)

- Característiques:
 - **Amplificador diferencial**
 - **Impedàncies:** Z_d i Z_{mc} extremadament grans (idealment ∞). Z_o molt baixa (idealment nul·la)
 - **Guany** (A_d) precís, estable i de fàcil ajustament
 - **CMRR** extremadament elevat



Al amb 3 operacionals



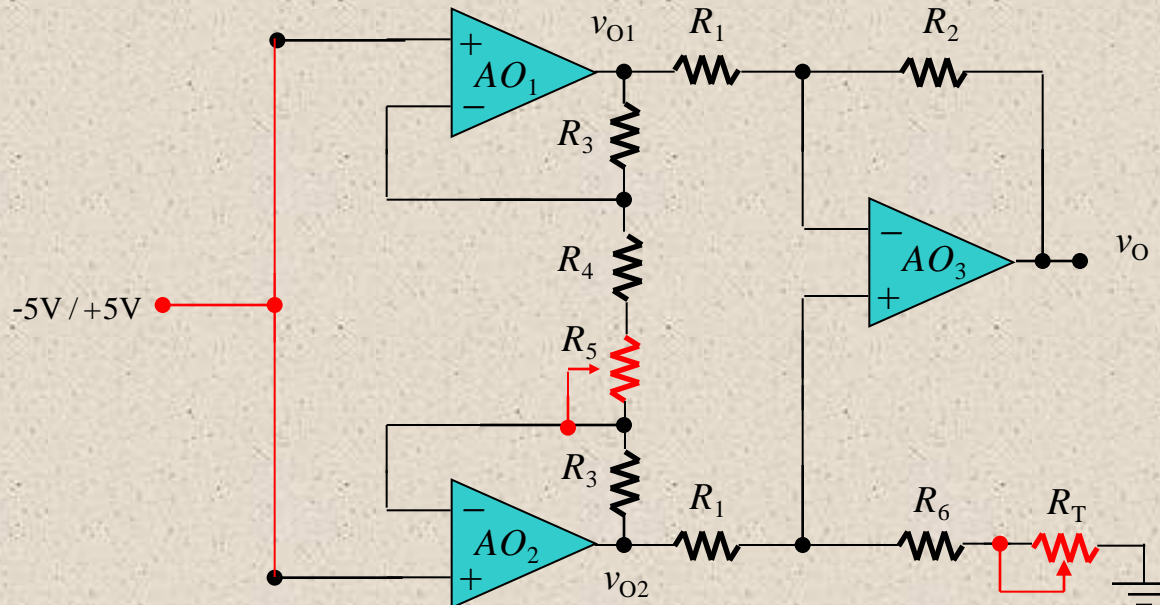
$$v_O = A_d(v_2 - v_1)$$

$$A_d = A_1 \times A_2 = \left(1 + 2 \frac{R_3}{R_G}\right) \times \left(\frac{R_2}{R_1}\right)$$

- **Etapa 1** no inversora per obtenir característiques d'alta impedància d'entrada (Z_I)
- **Impedàncies:** Z_d i Z_{mc} extremadament grans (idealment ∞). Z_o molt baixa (idealment nul·la)
- R_T per ajustar el CMRR
- Resistències de **precisió** (Excepte R_G que s'utilitza per ajustar el guany de manera no lineal)

Ajustament del CMRR

- S'ha d'actuar a R_T :

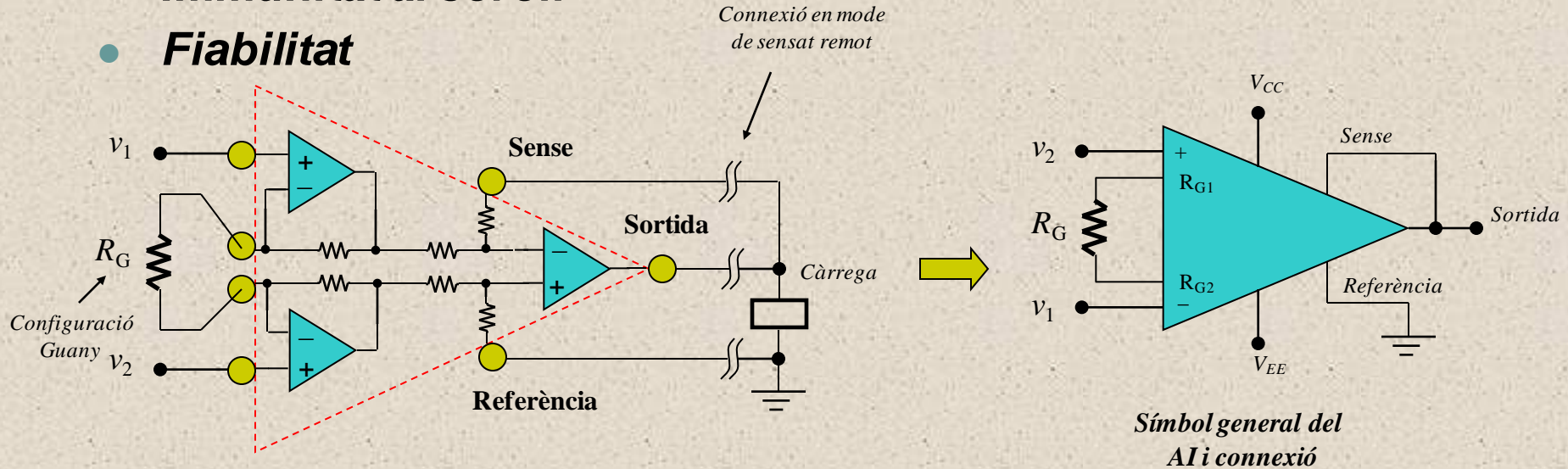


- Procediment:

- 1) Ajunteu les entrades ($v_1 = v_2$)
- 2) Configurar R_5 per al màxim guany possible (A_{dmax} ; R_{Gmin})
- 3) Canviant de manera alternada l'entrada de $-5V$ a $5V$ i modificar R_T per tal que el canvi a la sortida sigui mínim ($CMRR$ màxim)

AI. Circuits integrats

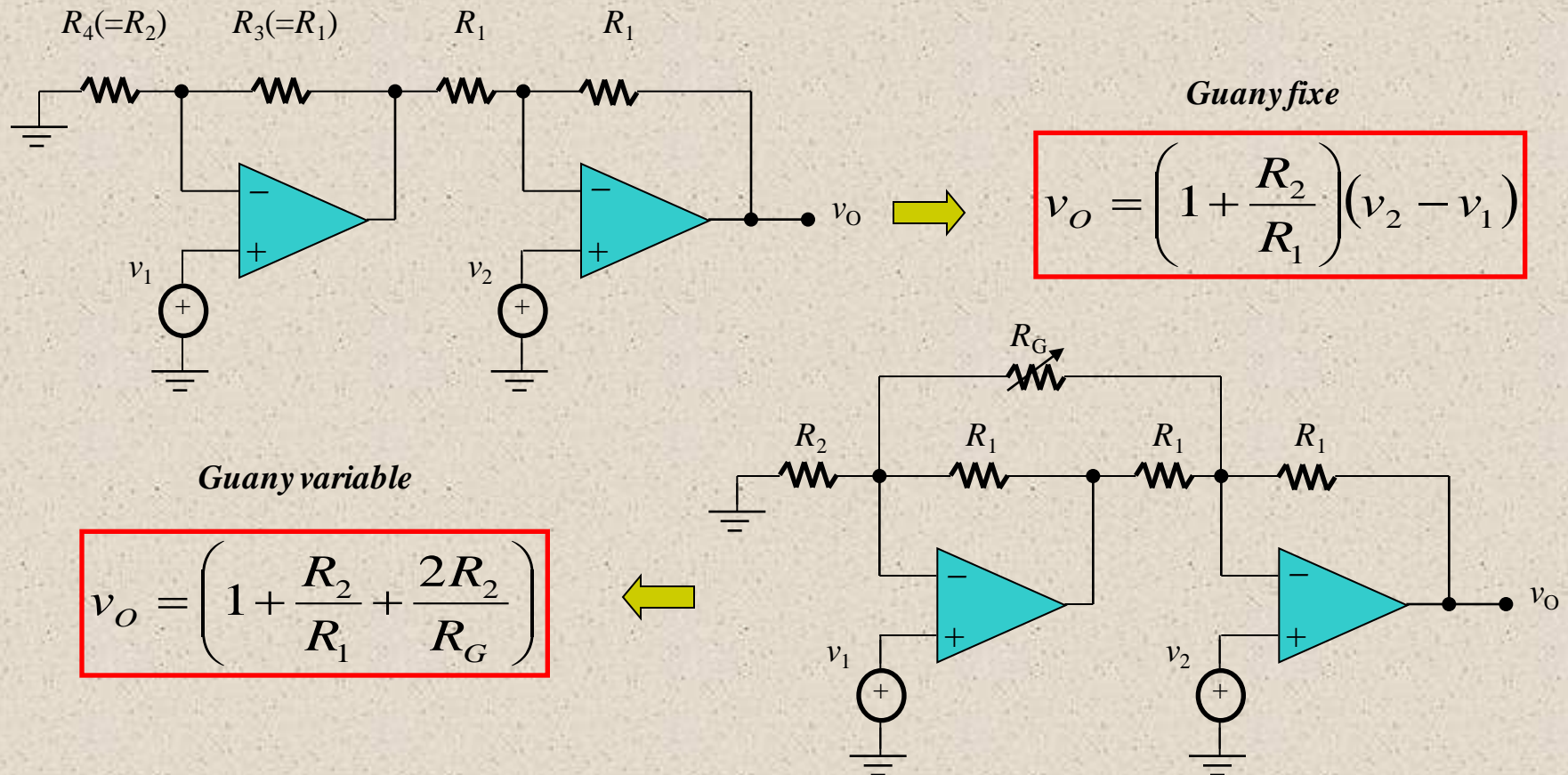
- S'aconsegueix optimitzar els paràmetres del AI:
 - **Linealitat**
 - **Augment del guany i CMRR** (Resistències més precises)
 - **Immunitat al soroll**
 - **Fiabilitat**



- **Exercici 2.5:** Dissenyeu el AI per tal de que el guany diferencial (A_d) es pugui variar en un rang: $1V/V \leq A_d \leq 10^3V/V$

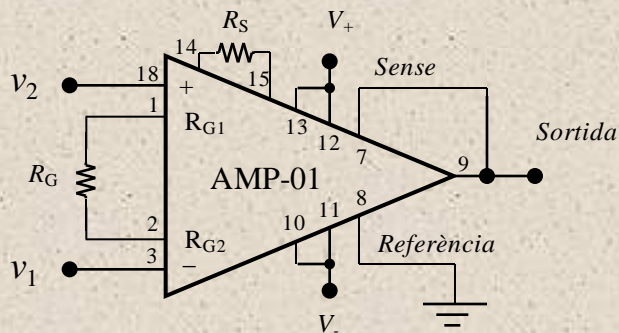
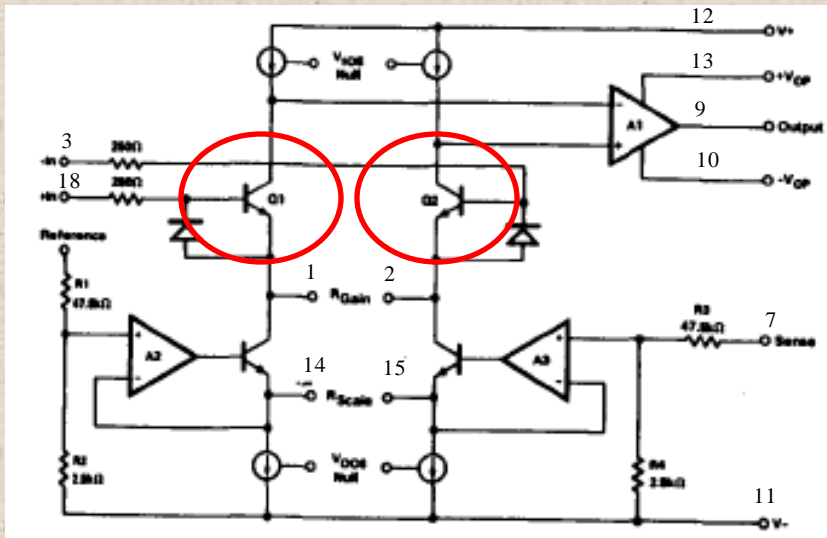
Al amb 2 operacionals

- Utilitzat amb operacionals de qualitat i reduir nombre de components
- **Degradació del CMRR** (Entrades tractades asimètricament)



Millora del CMRR

- Aparellament de BJT's** (AMP-01 d'Analog Devices)



- Dos BJTs dintre d'un mateix IC són més ràpid que no pas dos operacionals → **CMRR elevat**

- Guany elevat:** $A_d = 20 \frac{R_s}{R_G}$

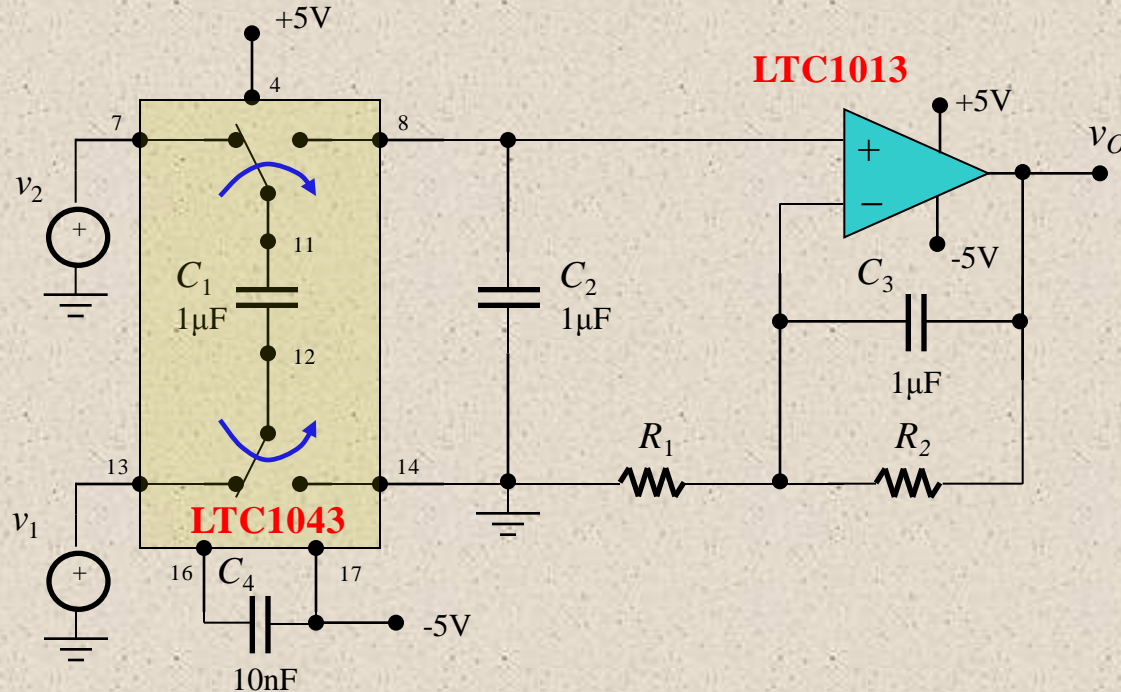
- Rang de sortida ajustable**

- Característiques elèctriques:**

Offsett voltage	15μV
Offsett voltage drift	0.1μV/°C
Noise	0.2μV _{p-p} (0.1Hz to 10Hz)
Output drive	10V (50mA)
Capacitive load stability	To 1μF
Gain range	0.1 to 1000 V/V
Linearity	16 bit at G=1000V/V
CMRR _{dB}	140dB at (G=1000V/V)
Bias current	1nA
Output stage thermal shutdown	

Millora del CMRR (i II)

- Tècnica de **capacitat commutada**



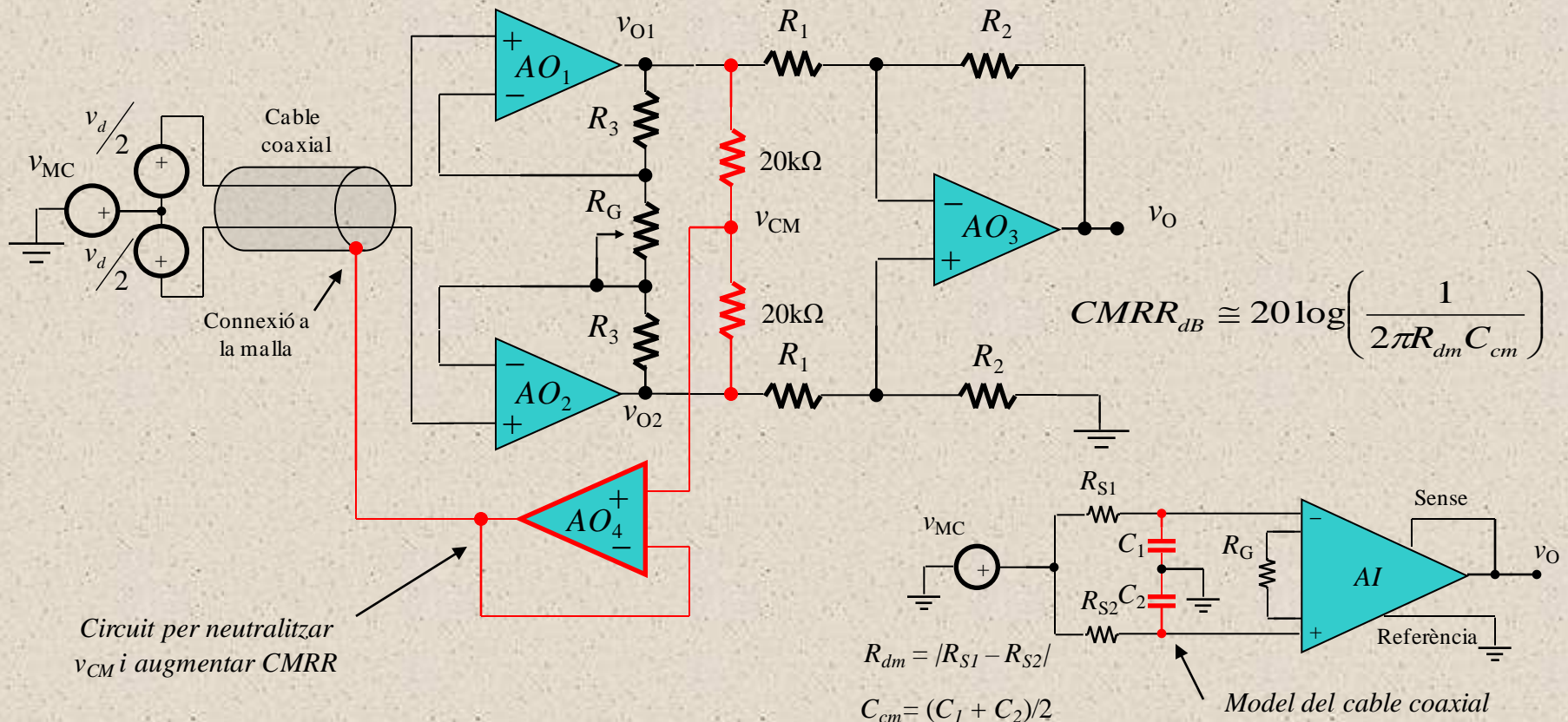
$$v_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) (v_2 - v_1)$$

CMRR = 120 dB (a 60Hz)

- C_1 es carrega a $v_d = v_2 - v_1$ i elimina el mode comú. Quan els interruptors commuten a l'altre posició v_d es transfereix al no inversor.
- Freqüència de commutació configurable mitjançant C_4 ($f_S = 500\text{Hz}$).
- Filtre passa baixes mitjançant C_3 amb un operacional de precisió

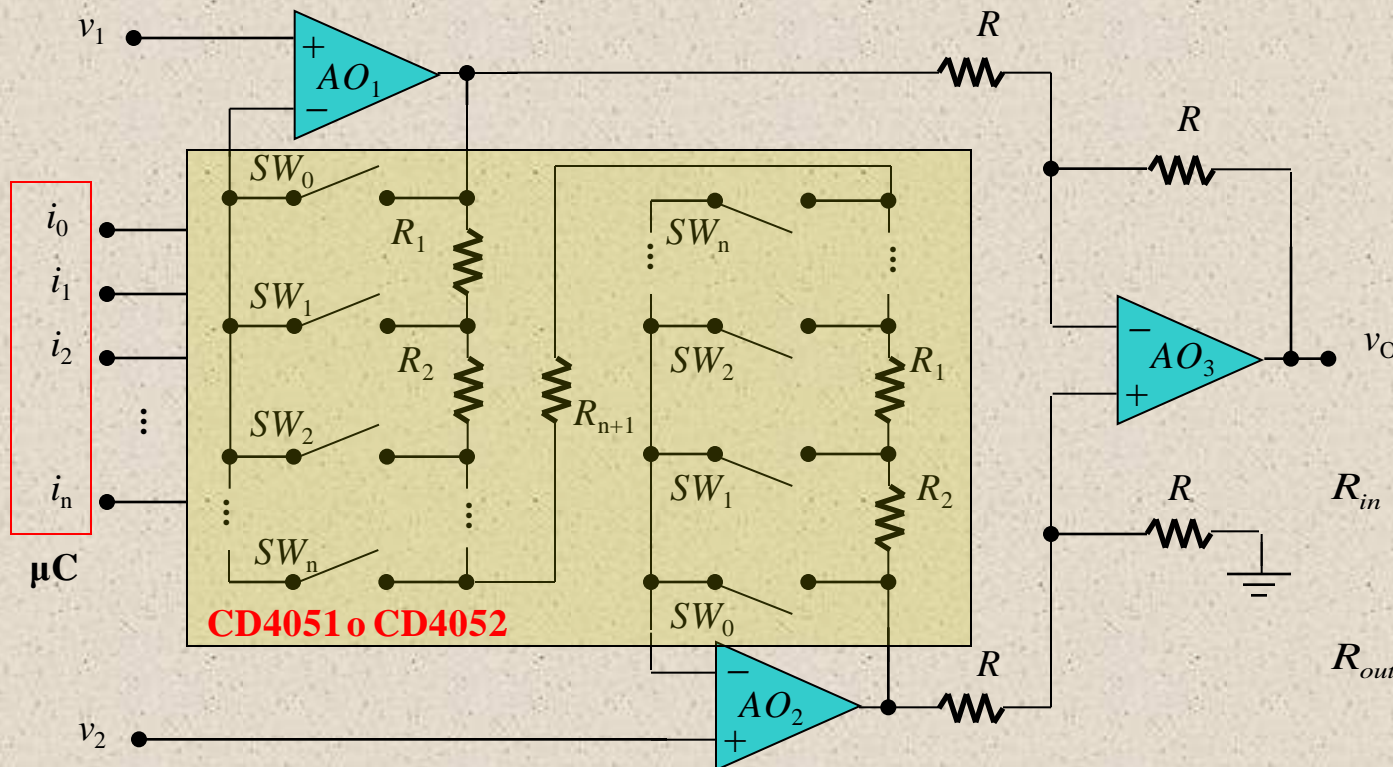
Protecció activa de guarda

- Equips lluny del punt de mesura en entorns industrials necessiten **apantallament** per reduir soroll de **pick-up**. **Degradació del CMRR** amb la freqüència degut al 'mismatching' en la component RC del cable



Guany programable digitalment

- Aplicacions **d'adquisició de dades**
- El guany el configura un dispositiu programable amb **multiplexors analògics** (un parell d'interruptors activat cada vegada, SW_0 o SW_1 , etc)



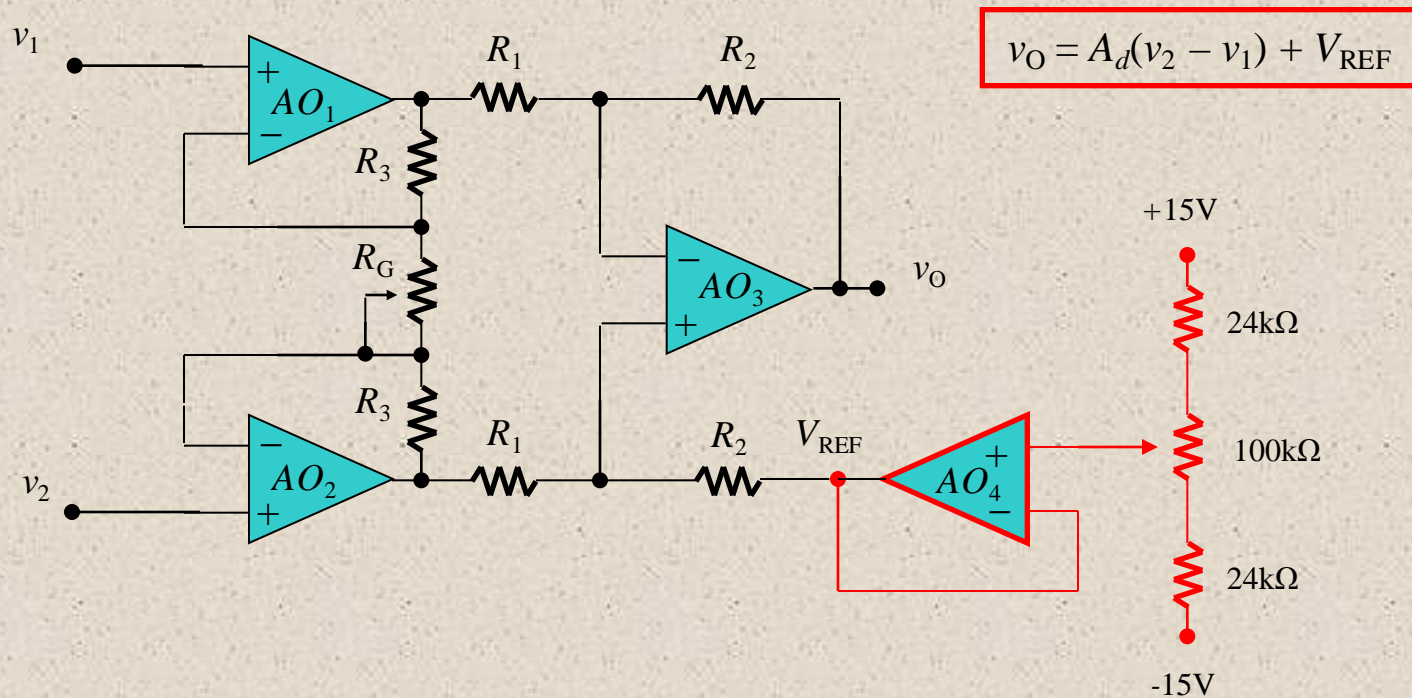
$$A_d = 1 + \frac{R_{out}}{R_{in}}$$

$$R_{in} = \begin{cases} R_{n+1} & SW = 0 \\ 2 \sum_{j=i+1}^n R_j & SW = i \end{cases}$$

$$R_{out} = \begin{cases} 0 & SW = 0 \\ 2 \sum_{j=1}^i R_j & SW = i \end{cases}$$

'Offsetting'

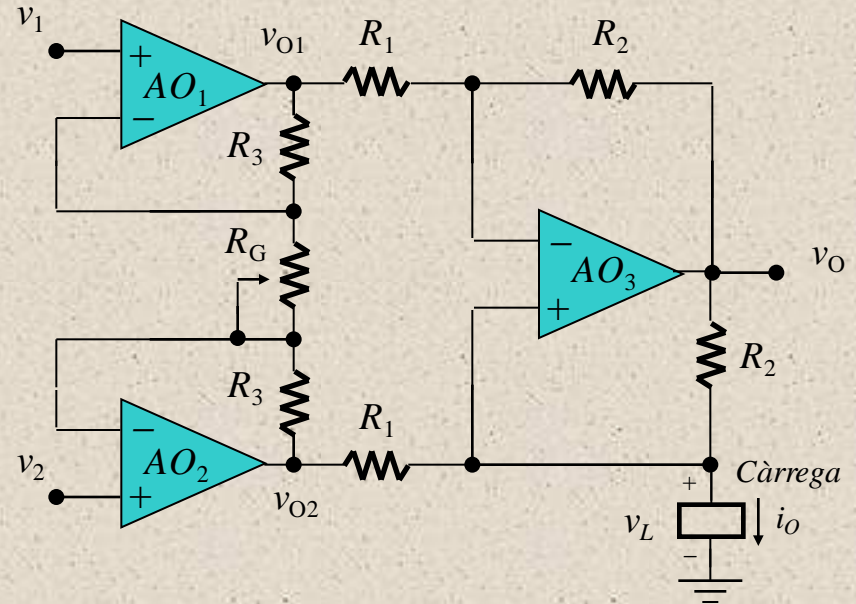
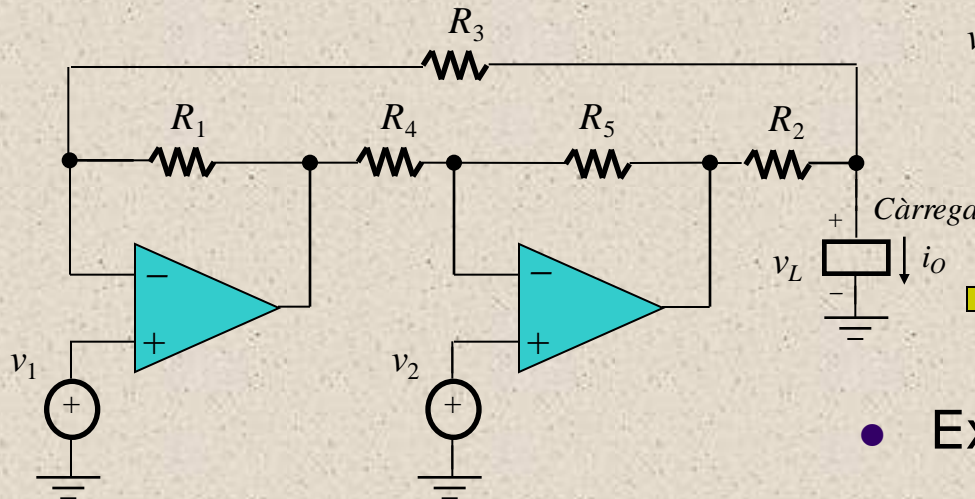
- Algunes aplicacions necessiten **offset** de sortida.
 - Cal·libració del circuit
 - Ajustament del zero de sortida a l'entrada del A/D



Al. Sortida de corrent

- Per evitar degradació de senyal en connexions llargues
- Configuració *Howland* a la sortida

$$i_O = 1 + \frac{2R_3/R_G}{R_1} (v_2 - v_1)$$

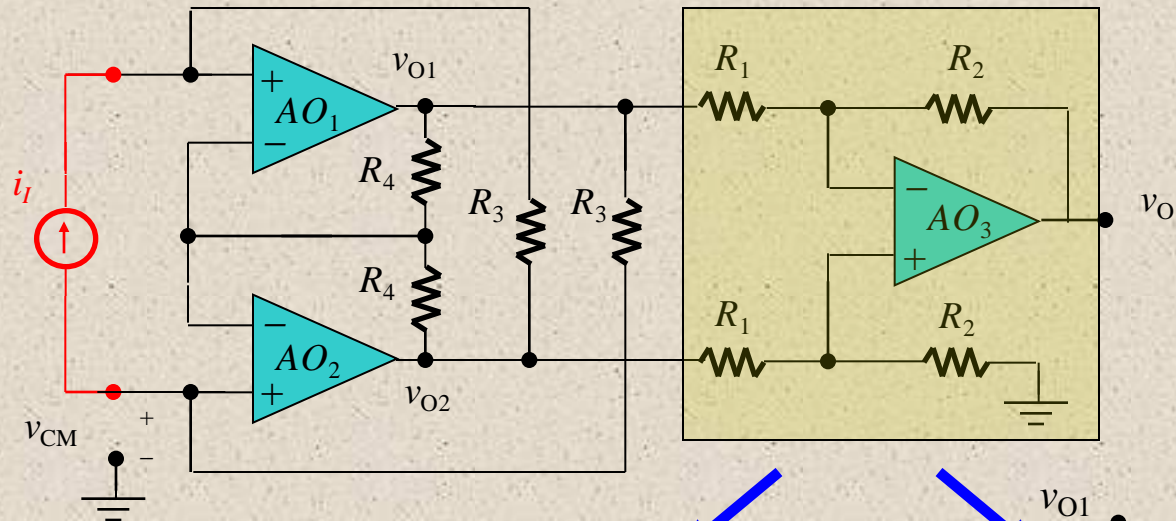


$$R_0 = \frac{R_2/R_1}{R_5/R_4 - (R_2 + R_3)/R_1} R_3$$

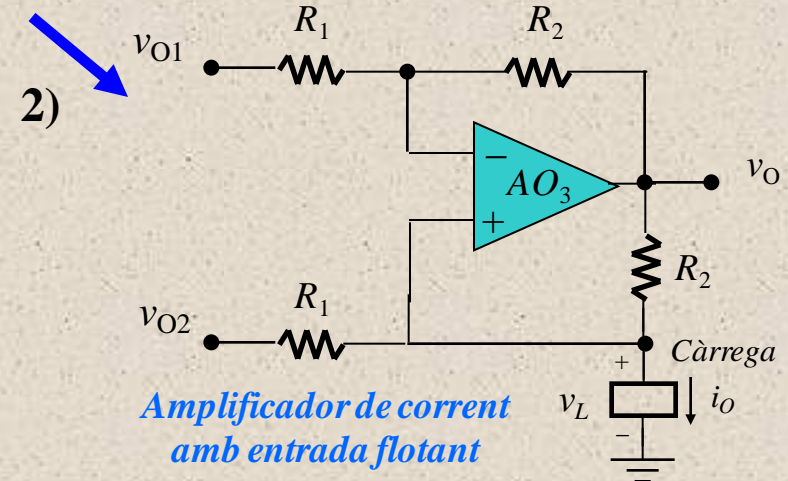
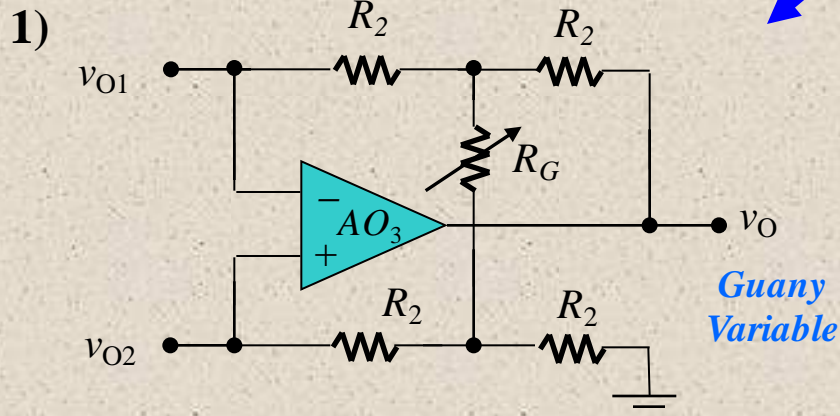
- Exercici: *Determineu* $i_O = f(v_2 - v_1)$

Al. Entrada de corrent

- Per *mesurar corrent* d'un llaç



$$v_O = -\frac{2R_2}{R_1} R_3 i_I$$



Sensors resistius

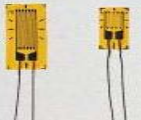
- **Resistències** que varien segons condicions mediambientals

$$R = R_n + \Delta R = R \cdot (1 + \delta) \quad \longrightarrow \quad \delta = \frac{\Delta R}{R}$$

Valor nominal o de referència (0°C) \longleftarrow R_n ΔR \longrightarrow Canvi degut a les Variacions mediambientals

- Tipus:

- **Temperatura:** Termistors *NTC*, *PTC* o detectors *RTD*
- **Llum:** Fotoresistències, *LDR*
- **Deformacions a esforços:** Galgues extensiomètriques

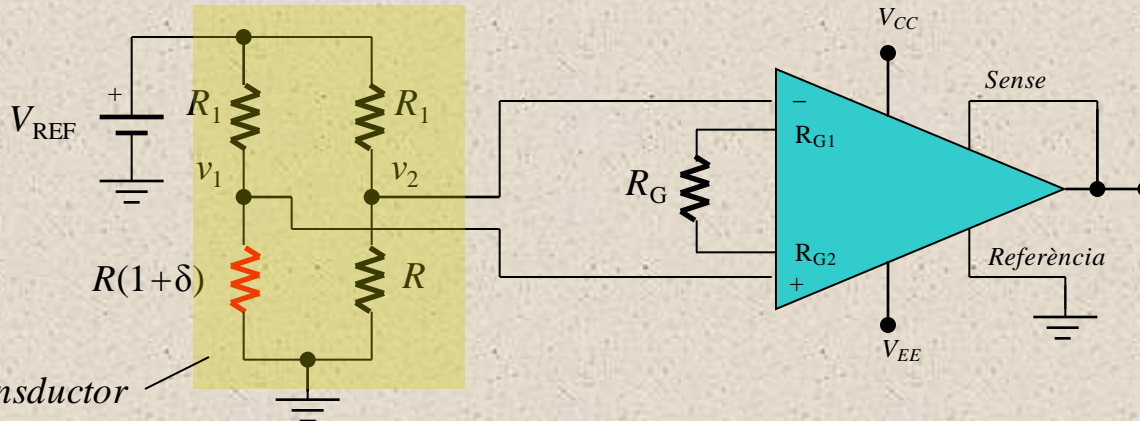


- **Exercici 2.6:** Les *RTD* presenten una resistència a 0°C de 100Ω i un coeficient de temperatura $\alpha = 0.00393 \text{ } \Omega/^{\circ}\text{C}$
 - 1) Escriviu una expressió de la resistència que depengui de T
 - 2) Calculeu $R(T)$ per $T=25^{\circ}\text{C}$
 - 3) Calculeu ΔR i δ per $\Delta T = 10^{\circ}\text{C}$

Transductors resistius

- Converteixen ΔR dels sensors resistius en una variació de voltatge (ΔV)

Pont resistiu



$$v_o = A \frac{V_{REF}}{4} \delta$$

$$R=R_1$$

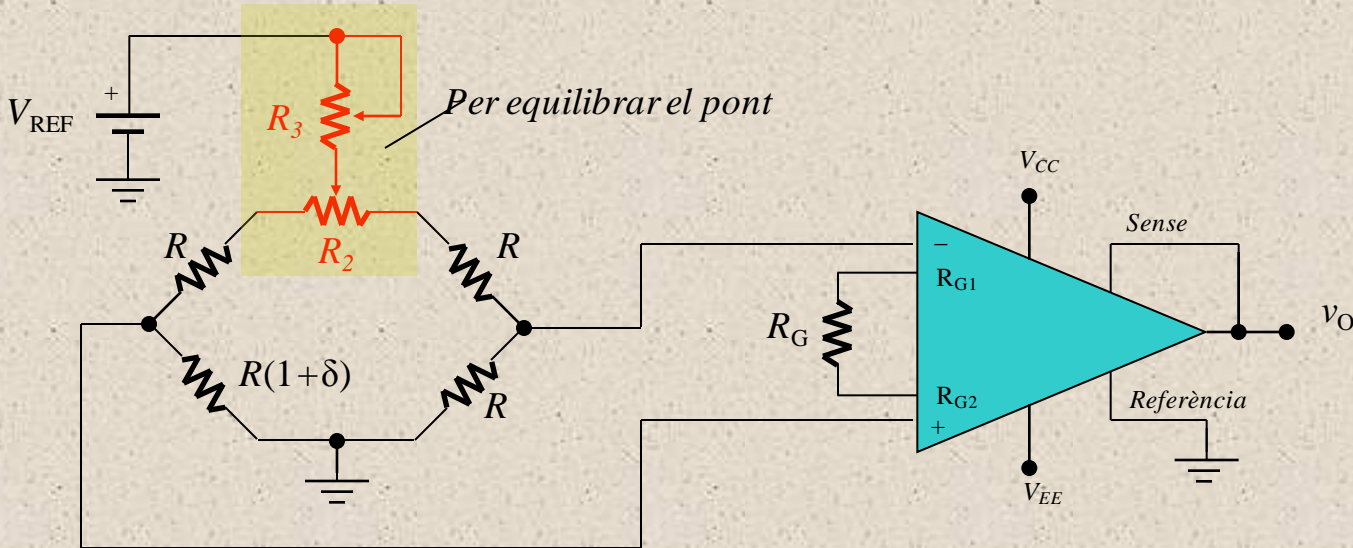
Sortida lineal si $\delta \ll 1$!!

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= \left(\frac{R}{R+R_1} + \frac{\delta}{1+R_1/R+(1+R/R_1)(1+\delta)} \right) V_{REF} \\ v_2 &= \frac{R}{R+R_1} V_{REF} \end{aligned} \right\} v_o = A_d \frac{\delta}{1+R_1/R+(1+R/R_1)(1+\delta)} V_{REF}$$

- **Exercici 2.7:** Amb la RTD de l'exercici 2.6 i $V_{REF}=15V$
 - Dissenyeu el pont R i A_d per aconseguir una sensibilitat de $0.1V/^{\circ}C$ a prop de $0^{\circ}C$ (limiteu la dissipació de la RTD a $0.2mW$). Calculeu l'error en $^{\circ}C$ en una situació de $v_o(100^{\circ}C)$

Cal·libració del pont

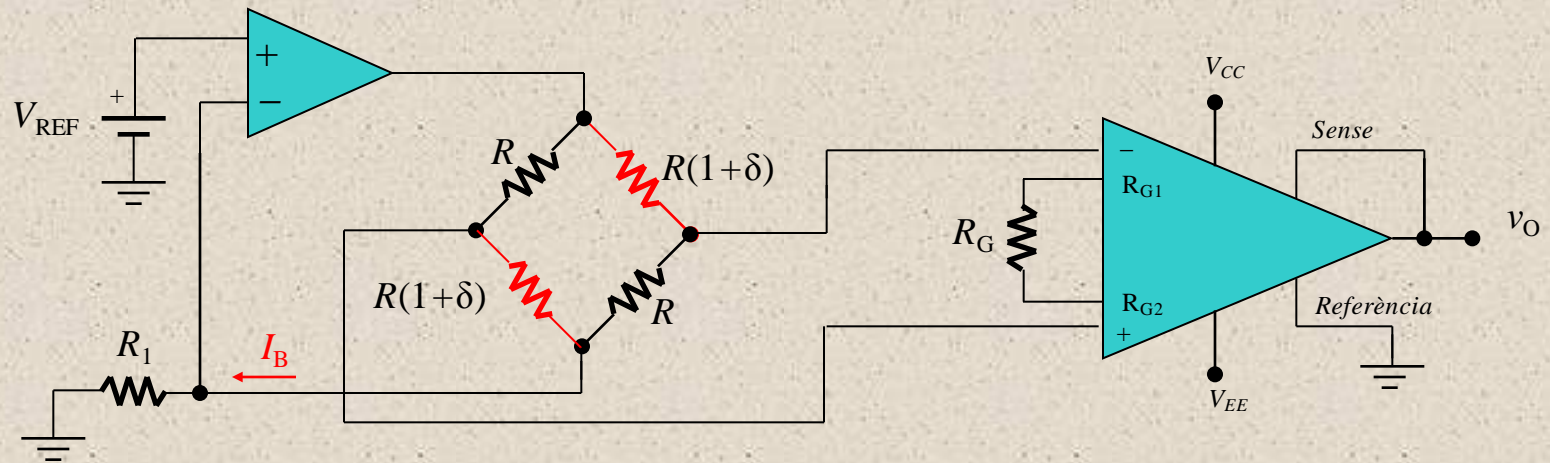
- A la pràctica s'ha d'ajustar el pont per aconseguir $v_O = 0$ quan $\Delta R = 0$



- Procediment per a un sensor de temperatura
 - 1) En repòs ($T=0^\circ\text{C}$), ajustar R_2 per aconseguir $v_O = 0\text{V}$.
 - 2) Per al fons d'escala màxim (pe. $T=100^\circ\text{C}$), ajustar R_G al valor de v_O desitjat
- **Exercici 2.8:** Dissenyeu el circuit de cal·libració per a l'exercici 2.7 considerant un 1% de tolerància en resistències i un 5% en V_{REF}

Linealització del pont

- Cal utilitzar una **configuració en corrent** d'alimentació en el pont
- S'ha d'utilitzar quan no es pot considerar que $\delta \ll 1$
- **Doble sensibilitat** utilitzant sensor complementari

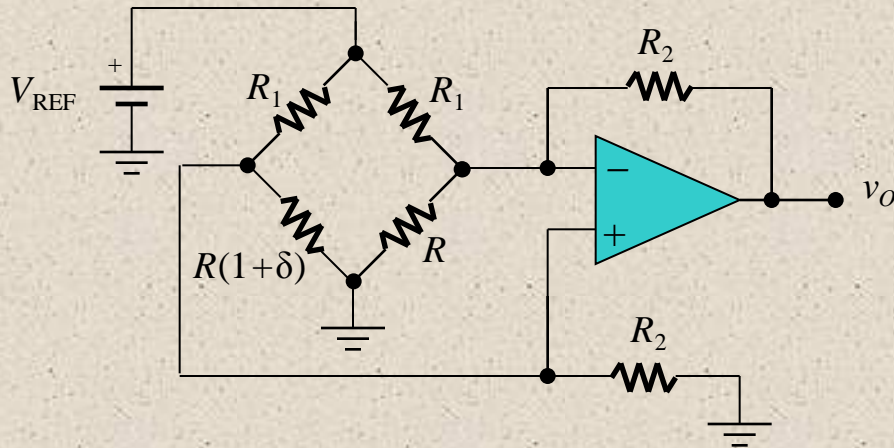


$$I_B = \frac{V_{REF}}{R_1}$$

$$v_O = A \frac{R}{2} I_B \delta$$

Transductor amb un operacional

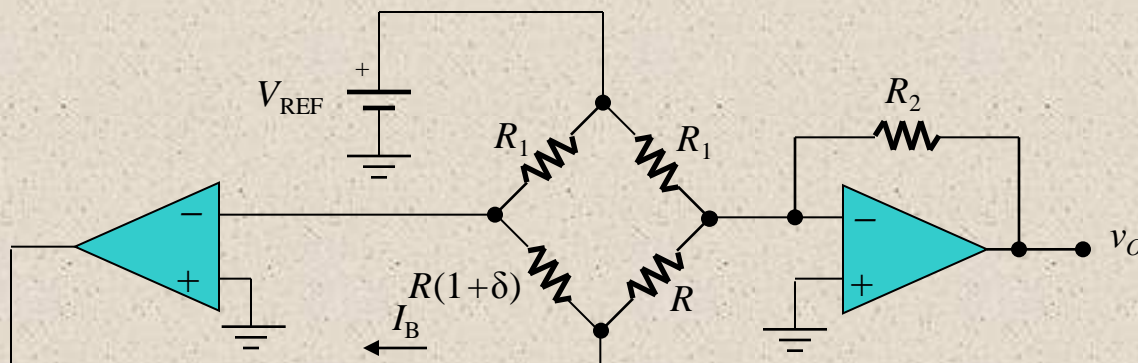
- Quan el cost és un aspecte important



$$v_O = \frac{R_2}{R} V_{REF} \frac{\delta}{R_1/R + (1 + R_1/R_2)(1 + \delta)}$$

$$v_O \cong \frac{R_2}{R} V_{REF} \frac{\delta}{1 + R_1/R + R_1/R_2}$$

- Resposta lineal

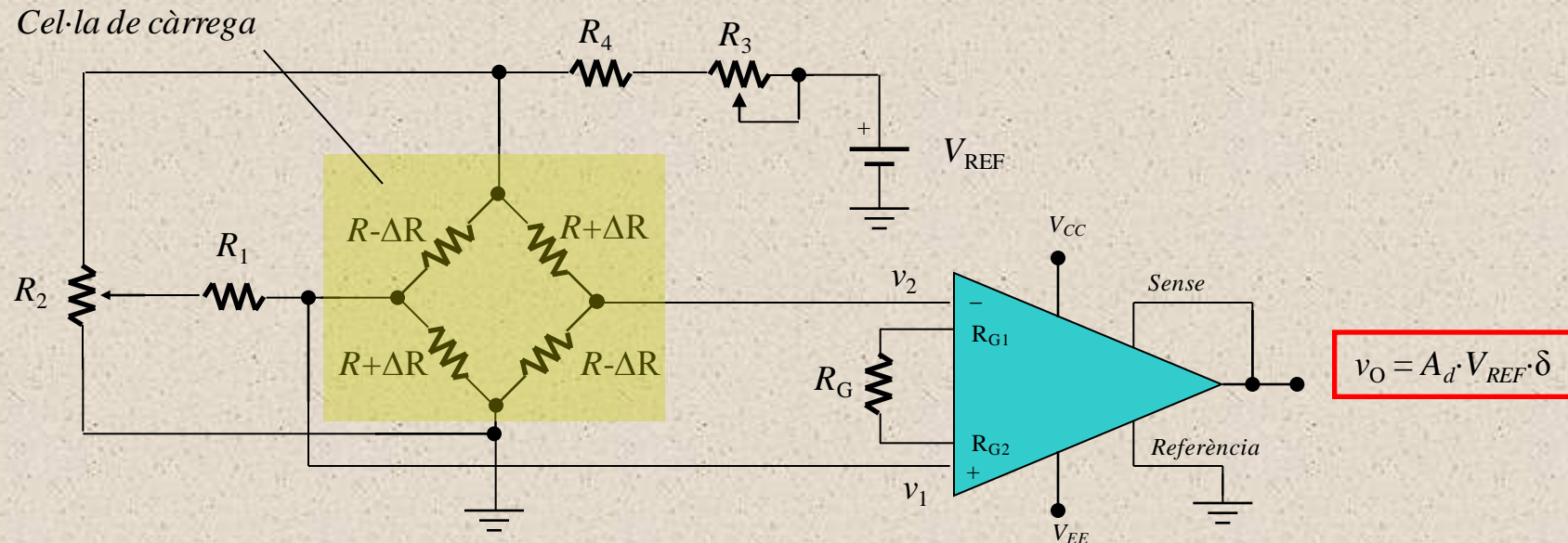


$$v_O = R_2 I_B \delta$$

$$I_B = \frac{V_{REF}}{R_1}$$

Cel·les de càrrega

- Pont amb **4 galgues extensiomètriques** per quadruplicar sensibilitat

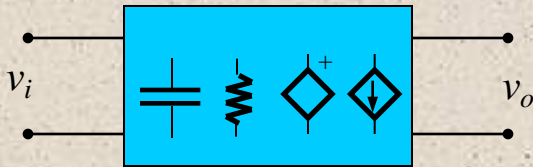


- Exercici 2.9:**
 - Demostreu l'expressió de sortida del circuit
 - Amb galgues de 120Ω 1% i limitant la seva corrent màxima a 20mA. Si $V_{REF} = 15V$ 5%, dissenyeu valors apropiats per les resistències R_1 a R_4
 - Describeu el procés de cal·libració que s'ha de seguir al circuit

Resposta freqüencial. Què és?

- Comportament en freqüència del circuit. *Funció de transferència* ($s=j\omega$)

Xarxa lineal



Funció de transferència

$m \leq n$

$$A(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0} = A_M \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)}$$

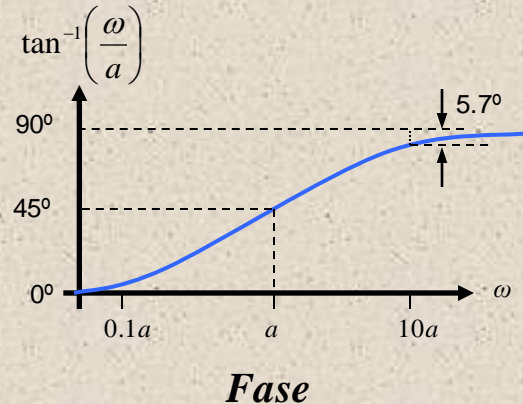
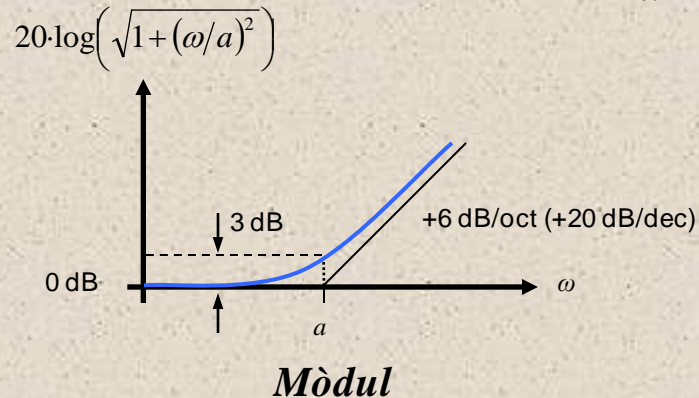
Mòdul

Fase

- Diagrama de Bode** $H(s) = \frac{1}{a}(s + a)$

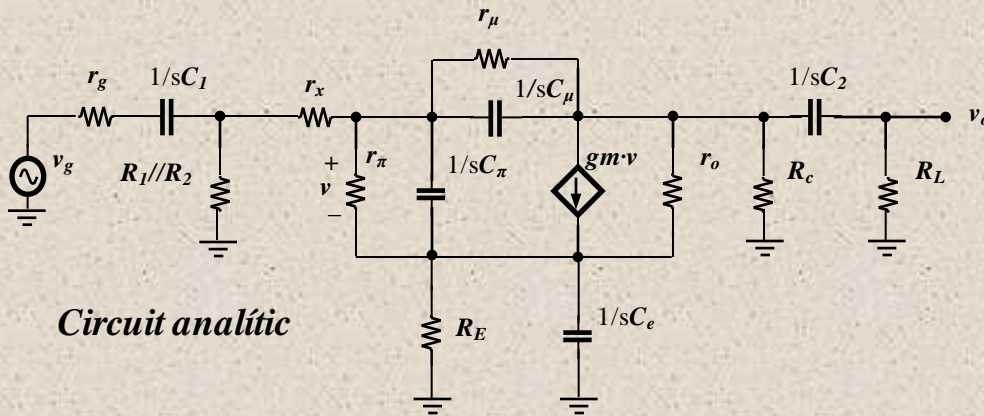
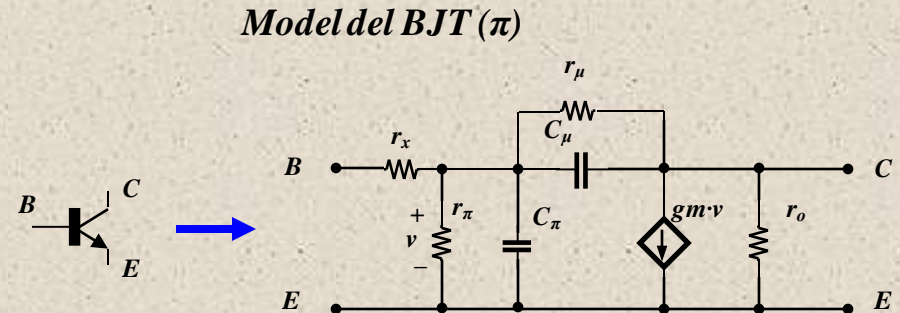
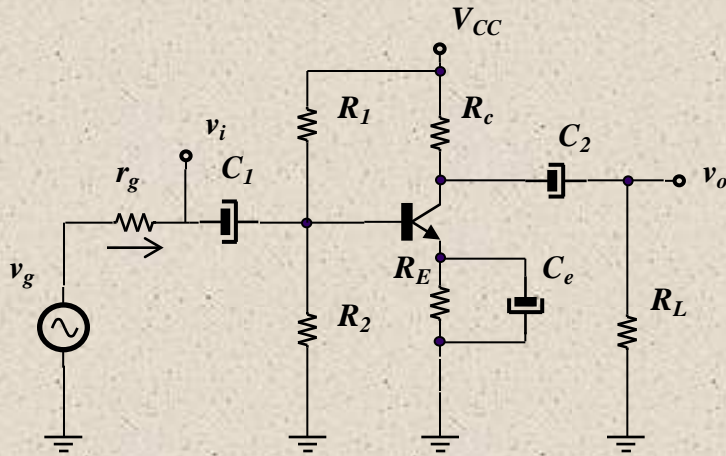
$$|H(\omega)| = \frac{|v_o(\omega)|}{|v_i(\omega)|}$$

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(H(j\omega))}{\text{Re}(H(j\omega))} \right)$$



Model freqüencial d'un sistema electrònic

- Exemple: *L'emissor comú*



5é ordre (5 C's i 9 R's)

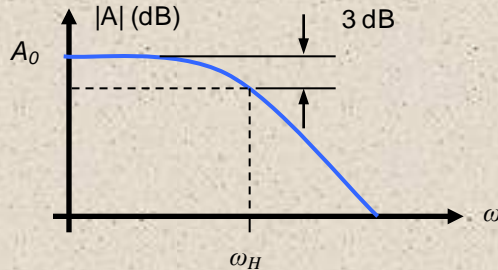
*Anàlisi freqüencial
teòric directe*

INVIABLE

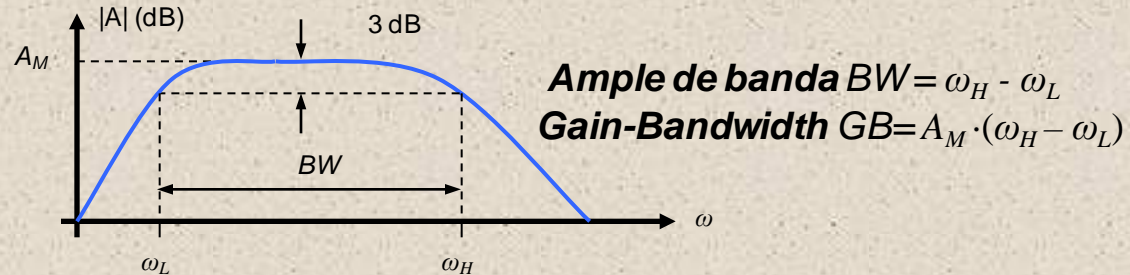
Els sistemes amplificadors

- Dues respostes freqüencials típiques

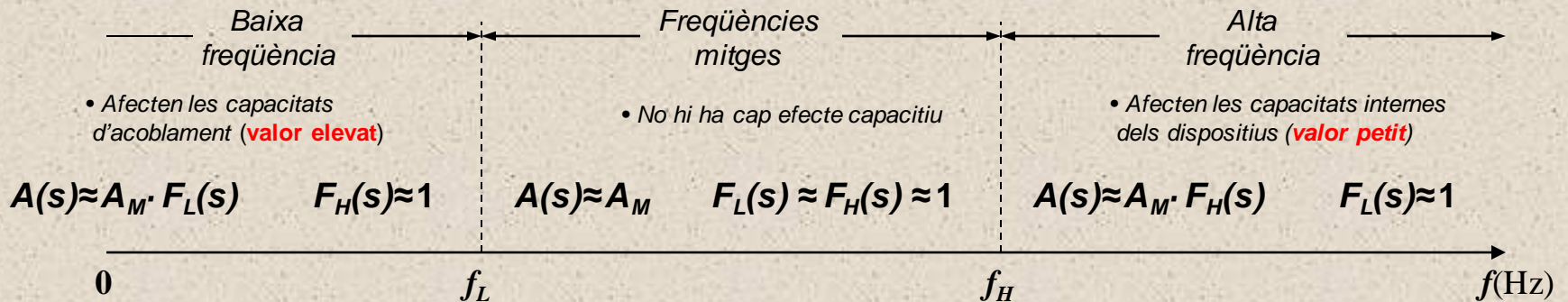
1) Amplificador DC



2) Amb acoblament capacitiu (AC)

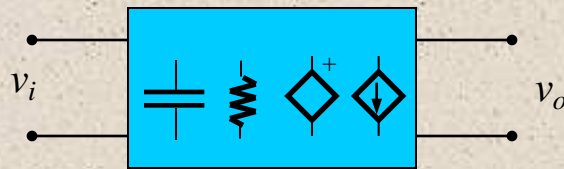


- Funció de guany: $A(s) = A_M \cdot F_L(s) \cdot F_H(s)$
- Tres bandes freqüencials importants: **baixa**, **mitja** i **alta**



Teorema de les **constants de temps** (TCT)

- Els pols d'un sistema lineal venen determinats per les **constants de temps** que formen cada condensador amb les resistències equivalents (Thèvenin) observades des de cadascun d'aquests:



$$A(s) = A_M \frac{N(s)}{s^n + a_1 \cdot s^{n-1} + \dots + a_{n-1}}$$

- Anàlisi asimptòtic de freqüència baixa:**

$$p_1 + p_2 + \dots + p_n = \sum_{i=1}^n \frac{1}{R_{is} \cdot C_i}$$

R_{is} .- R de thèvenin que s'observa des de C_i considerant la resta de capacitats implicades com a **circuits tancats**

- Anàlisi asimptòtic de freqüència alta:**

$$\frac{1}{p_1} + \frac{1}{p_2} + \dots + \frac{1}{p_n} = \sum_{i=1}^n R_{io} \cdot C_i$$

R_{io} .- R de thèvenin que s'observa des de C_i considerant la resta de capacitats implicades com a **circuits oberts**

TCT. Consideracions

- És una tècnica que només estableix la relació entre els **pols** de $A(s)$ però no permet determinar la seva expressió tancada
- No obstant, per xarxes de *2on. ordre* i amb *poques deduccions* sobre el seu comportament és possible determinar $A(s)$ **amb poques operacions matemàtiques senzilles** en comparació a l'anàlisi sistemàtic directe.
- Característiques de $F_L(s)$ i $F_H(s)$ determinades 'intuïtivament':
 - **Ordre del sistema** (Grau del denominador de $F_L(s)$ i $F_H(s)$)
 - **Comportament asimptòtic** (Baixa, mitja i alta freqüència)
 - **Guany a freqüències mitges** (A_M)
 - **Zeros a l'origen** ($s=0$) i l'**infinit** ($s=\infty$) \rightarrow Ordre del numerador de $F_L(s)$ i $F_H(s)$.
 - **Existència de zeros finits.** Són provocats pel comportament dels condensadors per S finit ($S = Z_1$).

Sobre l'anàlisi asimptòtic de $F_L(s)$ i $F_H(s)$

- **Grau del denominador (D)**

- $D = Nc$ (Nc.- Nombre de condensadors que hi han al circuit)

- **Comportament dels condensadors en les bandes freqüencials**

$s_L=0$ Valor de C **gran** !!! $s_L=\infty$ Valor de C **petit** !!! $s_H=0$

	Baixa freqüència ($F_L(s)$)		Alta freqüència ($F_H(s)$)
Condensadors d'acoblament, bypassing o valors moderadament elevat (segons aplicació, nF - μ F)	Obert	Tancat	Tancat
Paràsits en elements semiconductors o valors relativament petits (segons aplicació, pF - nF)	Obert	Obert	Tancat

■ Utilització del teorema de les constants de temps

- **Zeros en l'origen i grau del numerador (N).**- Es determinen pel comportament de $v_o(t)$ en cada cas ($s = 0$ i $s = \infty$)

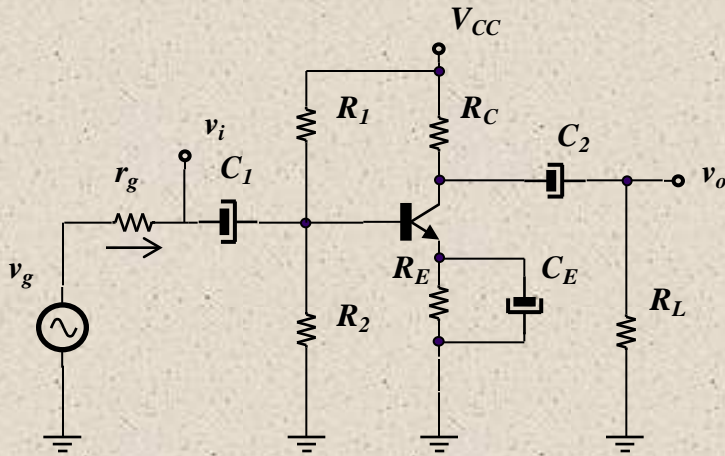
	$s_{L,H} = 0$	$s_{L,H} = \infty$
$v_o(t) = 0$	Zeros en l'origen determinats pel nombre de condensador (Nc) que bloquegen v_i i atenuen totalment $v_o(t)$	Amb Nc = nombre de condensador que bloquegen a atenuen totalment $v_o(t)$
$v_o(t) = ct.$	No hi ha zeros a l'origen	$N = D - Nc$ $N = D$

Procediment per determinar $A(s)$

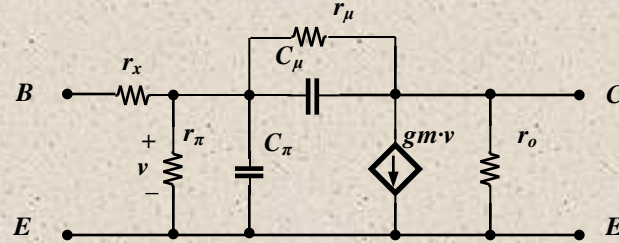
- **1er. pas.-** Càlcul de A_M a freqüències mitges ($s_L = \infty$, $s_H = 0$)
 - Anàlisi AC convencional de sempre
- **2on. pas.-** Càlcul de $F_L(s)$ per mitjà de TCT
 - 2.1.- Calcular el grau del denominador de $F_L(s)$
 - 2.2.- Calcular el grau del numerador de $F_L(s)$ juntament amb el nombre de zeros a l'origen (anàlisi asimptòtic, $s_L = 0$, $s_L = \infty$)
 - 2.3.- Formar (a ser possible) estructures de 2on. ordre com a màxim
 - 2.4.- Identificar la causa dels zeros finits (si n'hi han) i calcular-los
 - 2.5.- Aplicar el teorema de les constants de temps per calcular els pols en cadascuna d'elles
- **3er. pas.-** Càlcul de $F_H(s)$ per mitjà de TCT
 - Igual que el punt 2, però considerant condensadors paràsits ($C \rightarrow \infty$) i determinant el grau del numerador amb els *zeros a l'infinit* ($s_H = \infty$)
- **4rt. pas.-** Substituir totes les expressions en $A(s)$

Exemple de càlcul

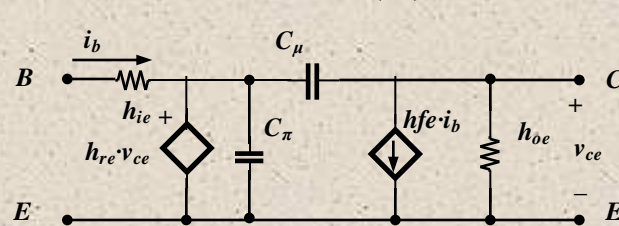
• Emissor comú



Model del BJT (π)



Model del BJT (H)



$$r_{\pi} = h_{ie}$$

$$g_m = \frac{h_{fe}}{h_{ie}}$$

$$r_o = \frac{1}{h_{oe}} \rightarrow \infty$$

$$r_x \rightarrow 0$$

$$r_{\mu} \rightarrow \infty$$

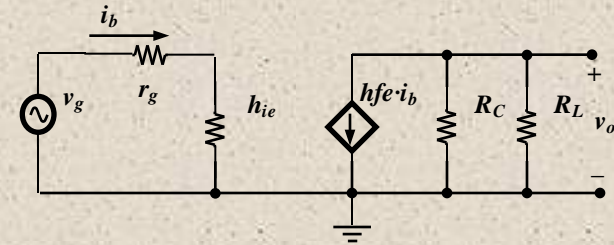
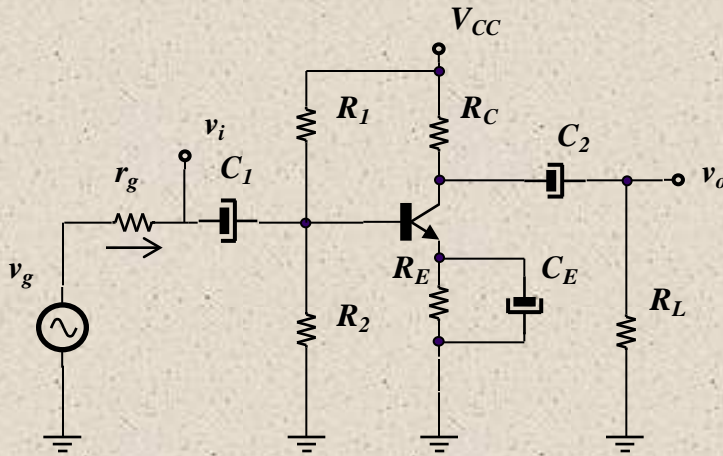
$$h_{re} \rightarrow 0$$

• Valors:

- Resistències: $r_s = 100\Omega$, $R_1//R_2 = \infty$, $R_C = R_E = R_L = 1k\Omega$
- Condensadors: $C_1 = 2\mu F$, $C_2 = 0.1\mu F$, $C_E = 100\mu F$
- BJT: $h_{ie} = 2k\Omega$, $h_{fe} = 50$, $C_{\pi} = 100pF$, $C_{\mu} = 3pF$

1er. pas.- Càlcul de A_M

- **Anàlisi AC convencional**



$$A_M = \frac{v_o}{v_s} = - \frac{R_C // R_L \cdot h_{fe}}{h_{ie} + r_g}$$

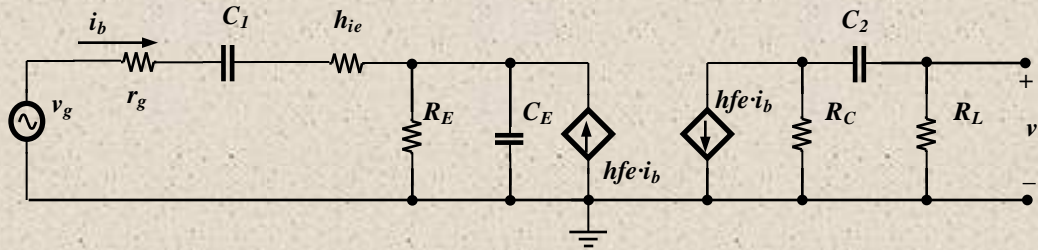
- Condensadors d'acoblament: $C_1, C_E, C_2 \rightarrow$ **circuit tancat**
- Condensadors del BJT: $C_\mu, C_\pi \rightarrow$ **circuit obert**

$$A_M = -12.5 \text{ (22dB)}$$

2on. pas.- Càlcul de $F_L(s)$

- **Circuit Equivalent**

- Condensadors d'acoblament: $C_1, C_E, C_2 \rightarrow$ s'han de considerar en l'anàlisi
- Condensadors del BJT: $C_{\mu}, C_{\pi} \rightarrow$ circuit obert



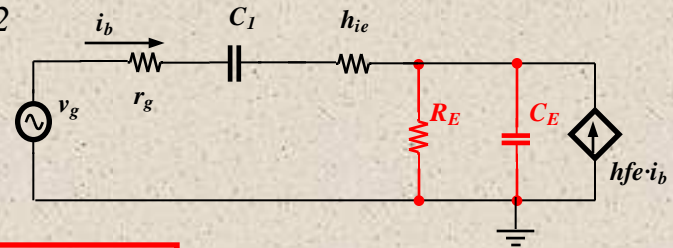
- **Funció de transferència $F_L(s)$**

- 2.1.- Grau del denominador: $D=3$ (3 pols deguts a: C_1, C_2 i C_E)
- 2.2.- Grau del numerador: $N=3$ (Dos zeros a l'origen i un zero finit)
- Per $s_L = 0, v_o(t) = 0$ (2 condensadors: C_1, C_2 bloquegen la circulació de corrent cap a la sortida)
- Per $s_L = \infty, v_o(t) = A_M \cdot v_i(t) \neq 0 \rightarrow N = D$

$$F_L(s) = \frac{s^2 \cdot (s + z_1)}{(s + p_1)(s + p_2)(s + p_3)}$$

2on. pas.- Càlcul de $F_L(s)$ i II

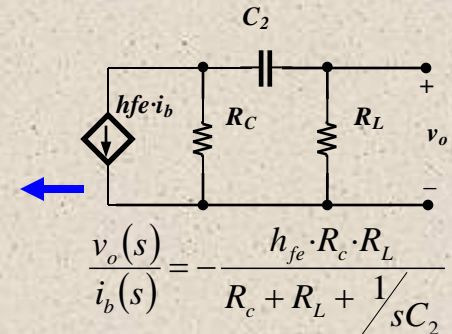
- Separant el circuit en dues parts, s'observa que hi ha un zero finit z_1 degut a C_E i un pol independent p_1 degut a C_2



- Si $R_E // (1/sC_E) = \infty \rightarrow i_b = -hfe \cdot i_b = 0$

$$Z_E = R_E // \frac{1}{C_E s} = \frac{1}{C_E \left(s + \frac{1}{R_E C_E} \right)} = \infty \rightarrow s = -\frac{1}{R_E C_E} \rightarrow z_1 = \frac{1}{R_E C_E}$$

$$\text{Si } R_C + R_L + \frac{1}{sC_2} = 0 \rightarrow s = -\frac{1}{(R_L + R_C)C_2} \rightarrow p_1 = \frac{1}{(R_L + R_C)C_2}$$



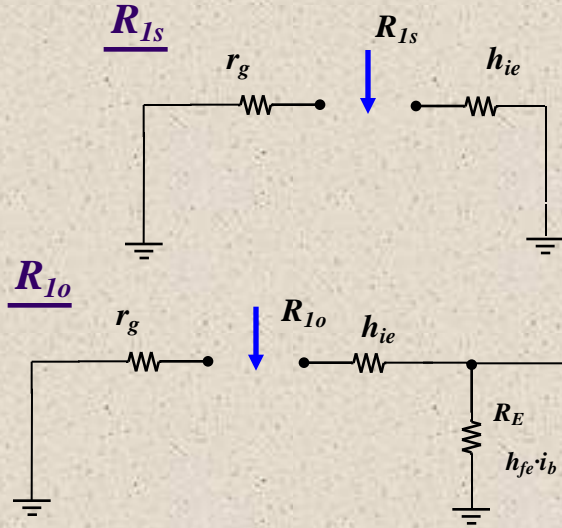
- Com que els pols de C_E (p_2) i C_1 (p_1) interactuen entre ells, s'hauran de determinar amb el teorema

$$F_L(s) = \frac{s^2 \cdot \left(s + \frac{1}{R_E C_E} \right)}{\left(s + \frac{1}{(R_L + R_C)C_2} \right) (s + p_1)(s + p_2)}$$

$$\left. \begin{matrix} s^2 + a_1 s + a_2 \\ (s + p_1)(s + p_2) \end{matrix} \right\} \rightarrow \begin{cases} a_1 = p_1 + p_2 \\ a_2 = p_1 \cdot p_2 \end{cases}$$

2on. pas.- Càlcul de $F_L(s)$ i III

- Càlcul de resistències i pols**

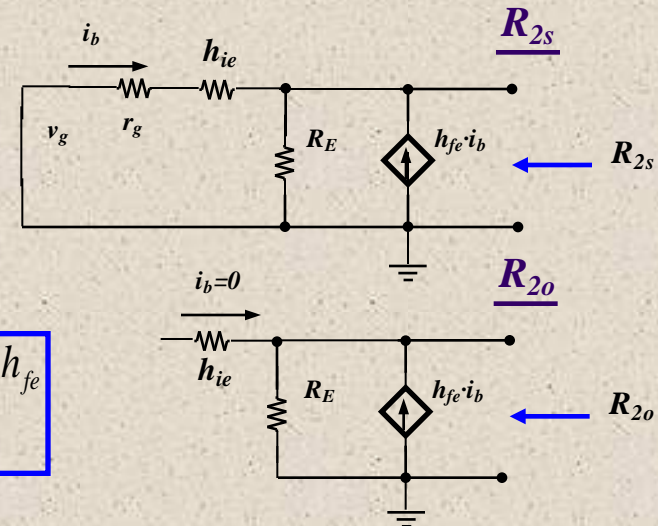


$$R_{1s} = r_g + h_{ie} \approx h_{ie}$$

$$R_{2s} = R_E // \frac{r_g + h_{ie}}{h_{fe} + 1} \approx \frac{h_{ie}}{h_{fe}} // R_E$$

$$R_{1o} = r_g + h_{ie} + R_E(h_{fe} + 1) \approx R_E \cdot h_{fe}$$

$$R_{2o} = R_E$$



$$a_1 = p_1 + p_2 = \sum \frac{1}{R_{si}C_i} = \frac{1}{h_{ie}C_1} + \frac{h_{fe}}{h_{ie}C_E}$$

$$a_2 = \frac{a_1}{\sum R_{oi}C_i} = \frac{\frac{1}{h_{ie}C_1} + \frac{h_{fe}}{h_{ie}C_E}}{R_E h_{fe} C_1 + R_E C_E}$$

2on. pas.- Càlcul de $F_L(s)$ i IV

- Expressió de $F_L(s)$:

$$F_L(s) = \frac{s^2 \cdot (s + z_1)}{(s + p_1) \cdot (s^2 + a_1 s + a_2)} = \frac{s^2 \cdot \left(s + \frac{1}{R_E C_E} \right)}{\left(s + \frac{1}{(R_L + R_C) C_2} \right) \left(s^2 + \frac{C_E + h_{fe} C_1}{h_{ie} C_1 C_E} s + \frac{\frac{1}{h_{ie} C_1} + \frac{h_{fe}}{h_{ie} C_E}}{R_E h_{fe} C_1 + R_E C_E} \right)}$$

- Valors numèrics $F_L(s)$:

$$F_L(s) = \frac{s^2 \cdot (s + z_1)}{(s + p_1) \cdot (s^2 + a_1 s + a_2)} = \frac{s^2 \cdot (s + 10)}{(s + 5000)(s + 495)(s + 5)}$$

- $R_C = R_E = R_L = 1\text{k}\Omega$, $C_1 = 2\mu\text{F}$, $C_2 = 0.1\mu\text{F}$, $C_E = 100\mu\text{F}$, $h_{ie} = 2\text{k}\Omega$, $h_{fe} = 50$

$$z_I = 10 \text{ rad/seg}$$

$$p_I = 5000 \text{ rad/seg}$$

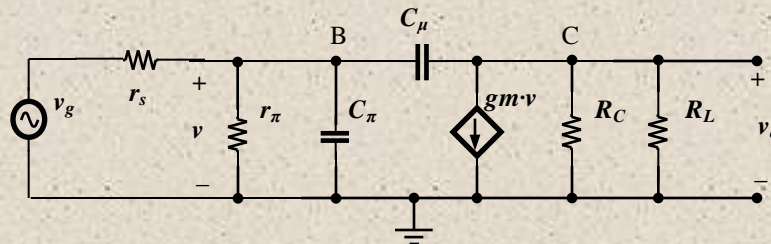
$$p_2 = 495 \text{ rad/seg}$$

$$p_3 = 5 \text{ rad/seg}$$

3er. pas.- Càlcul de $F_H(s)$

- **Circuit Equivalent**

- Condensadors d'acoblament: $C_1, C_E, C_2 \rightarrow$ **circuit tancat**
- Condensadors del BJT: $C_\mu, C_\pi \rightarrow$ **s'han de considerar en l'anàlisi**



- **Funció de transferència $F_H(s)$**

- 3.1.- Grau del denominador: **$D = 2$** (2 pols deguts a: C_μ i C_π)
- 3.2.- Grau del numerador: **$N = 1$** (Un zero a l'infinit)
- Per $s_H = 0$, $v_o(t) = A_M \cdot v_i(t)$
- Per $s_H = \infty$, $v_o(t) = 0$ (Condensador: C_π anul·la la sortida ja que $v = 0$) $N = D - N_c = 2 - 1 = 1$

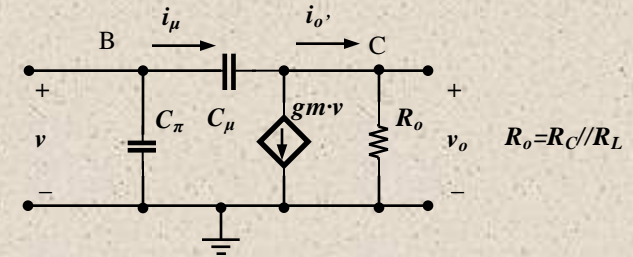
$$F_H(s) = \frac{1 + \frac{s}{z_1}}{\left(1 + \frac{s}{p_4}\right) \left(1 + \frac{s}{p_5}\right)} = \frac{p_4 p_5}{z_1} \cdot \frac{(s + z_1)}{(s + p_4)(s + p_5)}$$

3er. pas.- Càlcul de $F_H(s)$ i II

- El zero z_2 es produeix com a conseqüència d'una cancel·lació de $i_o(t)$

- Si $v_o = 0 \rightarrow i_o = 0 \rightarrow i_\mu = v(s) \cdot s \cdot C_\mu = gm \cdot v(s)$

$$s = \frac{gm}{C_\mu} \rightarrow \boxed{z_2 = -\frac{gm}{C_\mu}} \rightarrow \text{Zero de fase No mínima}$$



- Com que els pols de C_μ (p_4) i C_π (p_5) interactuen, s'hauran de determinar amb el teorema

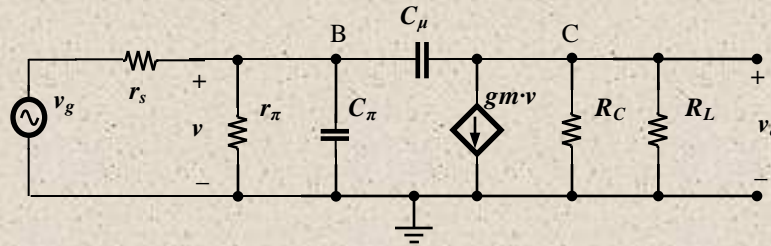
$$F_L(s) = \frac{1 - \frac{s}{gm/C_\mu}}{\left(1 + \frac{s}{p_4}\right)\left(1 + \frac{s}{p_5}\right)} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \frac{s^2}{a_2} + a_1 \cdot s + 1 \\ \left(1 + \frac{s}{p_4}\right)\left(1 + \frac{s}{p_5}\right) \end{array} \right\} \rightarrow \left\{ \begin{array}{l} a_1 = \frac{1}{p_4} + \frac{1}{p_5} \\ a_2 = p_4 \cdot p_5 \end{array} \right.$$

$$\boxed{a_1 = \sum R_{oi} C_i = R_{o\mu} C_\mu + R_{o\pi} C_\pi}$$

$$\boxed{a_2 = \frac{\sum \frac{1}{R_{si} C_i}}{a_1}}$$

Exercici

- Determineu l'expressió de $F_H(s)$ utilitzant el teorema



- Solució:**

$$F_H(s) = \frac{1 - \frac{s}{gm/C_\mu}}{1 + s \cdot r_s (C_\pi + C_\mu (1 + gm \cdot R_o) + C_\mu \cdot (R_o / r_s)) + s^2 \cdot C_\mu C_\pi r_s R_o}$$

$$p_4 = \frac{1}{r_s (C_\pi + C_\mu (1 + h_{fe} \cdot R_o / h_{ie}) + C_\mu \cdot (R_o / r_s))}$$

$$p_5 = \frac{C_\pi + C_\mu (1 + h_{fe} \cdot R_o / h_{ie}) + C_\mu \cdot (R_o / r_s)}{C_\pi C_\mu R_o}$$

4rt. pas.- Funció de transferència de $A(s)$

- **Recordatori**

- $A(s) = A_M \cdot F_L(s) \cdot F_H(s)$

- $A_M = -\frac{R_C // R_L \cdot h_{fe}}{h_{ie} + r_s} = -12.5$

- $F_L(s) = \frac{s^2 \cdot (s + z_1)}{(s + p_1)(s^2 + a_1s + a_2)} = \frac{s^2 \cdot (s + 10)}{(s + 5000)(s + 495)(s + 5)}$

- **Valors numèrics $F_H(s)$:**

$$F_H(s) = \frac{1 - \frac{s}{h_{fe} / (h_{ie} C_\mu)}}{1 + s \cdot r_s (C_\pi + C_\mu (1 + h_{fe} \cdot R_o / h_{ie})) + C_\mu \cdot (R_o / r_s)) + s^2 \cdot C_\mu C_\pi r_s R_o}$$

- $r_s = 100\Omega, R_C = R_E = R_L = 1\text{k}\Omega, C_\mu = 3\text{pF}, C_\pi = 100\text{pF}, h_{ie} = 2\text{k}\Omega, h_{fe} = 50$

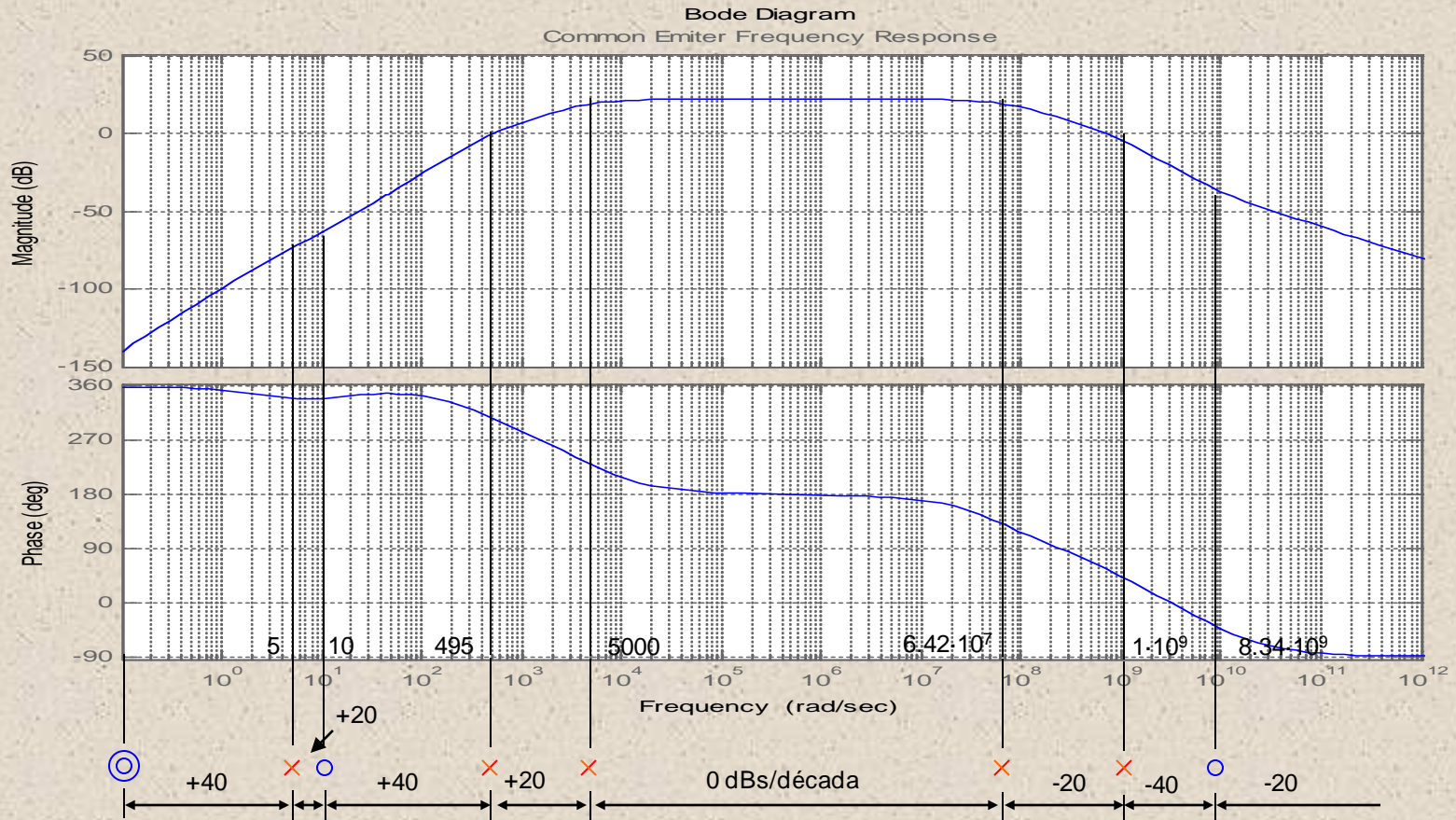
$$z_2 = 8.34 \cdot 10^9 \text{ rad/seg}$$

$$p_4 = 6.42 \cdot 10^7 \text{ rad/seg}$$

$$p_5 = 10.36 \cdot 10^8 \text{ rad/seg}$$

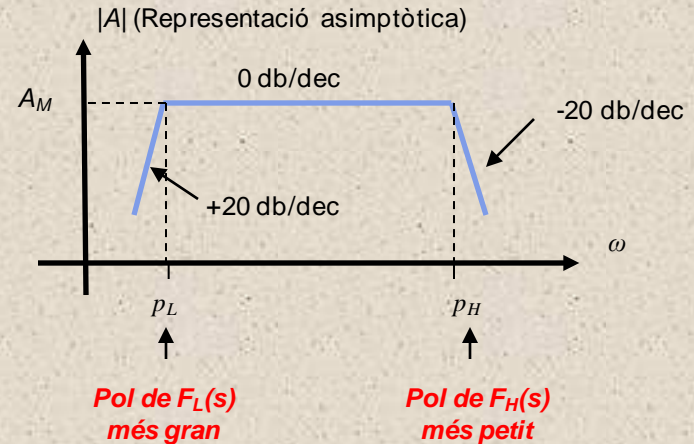
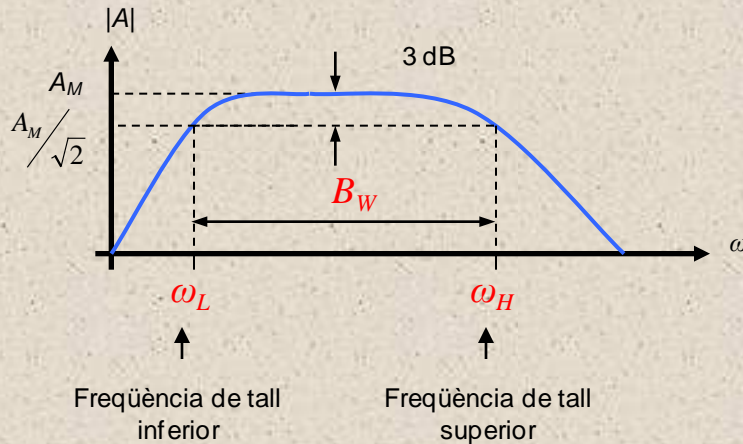
Diagrama de Bode del Emissor Comú

$$A(s) = -12.5 \frac{s^2 \cdot (s+10)}{(s+5000)(s+495)(s+5)} \cdot \frac{\left(\frac{-s}{8.34 \cdot 10^9} + 1\right)}{\left(\frac{s}{6.42 \cdot 10^7} + 1\right) \left(\frac{s}{10.36 \cdot 10^8} + 1\right)}$$



Freqüències de tall i banda de pas

- Interessa conèixer els pols que estableixen la banda útil a -3dB.
- Aproximació al **pol dominant**:
 - Només considera els pols més propers a la banda de pas



Baixa freqüència ($F_L(s)$)

$$F_L(s) \cong A_M \frac{s}{s + p_{LF}}$$

$$\frac{A_M}{\sqrt{2}} = A_M \frac{\omega_{LF}}{\sqrt{\omega_{LF}^2 + p_{LF}^2}}$$

$$\begin{aligned} \omega_{LF} &= p_{LF} \\ \omega_{HF} &= p_{HF} \\ B_W = \omega_{-3dB} &= \omega_{HF} - \omega_{LF} \end{aligned}$$

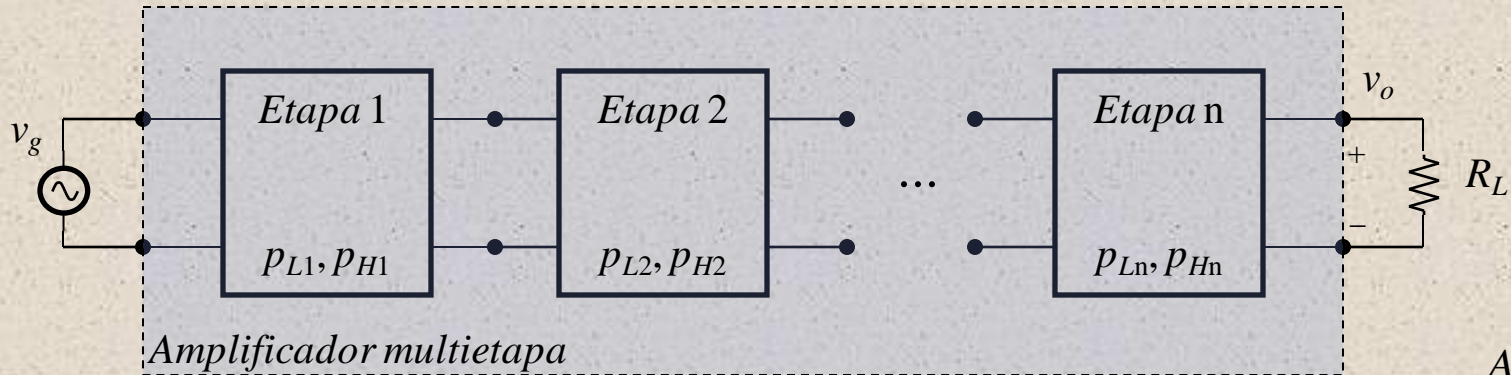
Ex. Anterior: $B_W = \omega_{HF} - \omega_{LF} = 6.42 \cdot 10^7 \text{ rad/s}$ (**11MHz**)

Alta freqüència ($F_H(s)$)

$$F_L(s) \cong A_M \frac{p_{HF}}{s + p_{HF}}$$

$$\frac{A_M}{\sqrt{2}} = A_M \frac{\omega_{HF}}{\sqrt{\omega_{HF}^2 + p_{HF}^2}}$$

Càlcul de f_c en amplificadors multietapa



$$A_M = \prod_{i=1}^n A_i$$

	<i>Pols iguals</i>	<i>Pols diferents</i>
<ul style="list-style-type: none"> Baixa freqüència 	$F_L(s) = A_M \frac{s^n}{(s + p_{LF})^n}$ $\omega_{LF} = \frac{p_{LF}}{\sqrt{2^{1/n} - 1}}$	$F_L(s) = A_M \frac{s^n}{(s + p_{LF1})(s + p_{LF2}) \cdots (s + p_{LFn})}$ $\omega_{LF} = \sqrt{p_{LF1}^2 + p_{LF2}^2 + \cdots + p_{LFn}^2}$
<ul style="list-style-type: none"> Alta freqüència 	$F_L(s) = A_M \frac{p_{HF}^n}{(s + p_{HF})^n}$ $\omega_{HF} = p_{HF} \cdot \sqrt{2^{1/n} - 1}$	$F_L(s) = A_M \frac{p_{HF1} p_{HF2} \cdots p_{HFn}}{(s + p_{HF1})(s + p_{HF2}) \cdots (s + p_{HFn})}$ $\omega_{HF} = 1 / \sqrt{p_{LF1}^{-2} + p_{LF2}^{-2} + \cdots + p_{LFn}^{-2}}$

*Cal considerar si els efectes de càrrega entre etapes influeixen o no

Generalització en el càlcul de f_c

- Quan pols i zeros són fàcils d'identificar:

Baixa freqüència ($F_L(s)$)

$$F_L(s) = \frac{(s + \omega_{z1})(s + \omega_{z2}) \dots (s + \omega_{znL})}{(s + \omega_{p1})(s + \omega_{p2}) \dots (s + \omega_{pnL})}$$

- Si $\omega_{p1} \gg \omega_{p2}, \omega_{p3}, \dots, \omega_{z1}, \omega_{z2}, \dots$; llavors:

$$\underline{F_L(s) \cong \frac{s}{s + \omega_{p1}}}; \text{ i } \underline{\omega_L = \omega_{p1}} \text{ és } \textbf{pol dominant}.$$

- Altrament:

$$\underline{\omega_L = \sqrt{\omega_{p1}^2 + \omega_{p2}^2 + \dots - 2(\omega_{z1}^2 + \omega_{z2}^2 + \dots)}}$$

Alta freqüència ($F_H(s)$)

$$F_H(s) = \frac{(s/\omega_{z1} + 1)(s/\omega_{z2} + 1) \dots (s/\omega_{znH} + 1)}{(s/\omega_{p1} + 1)(s/\omega_{p2} + 1) \dots (s/\omega_{pnH} + 1)}$$

- Si $\omega_{p1} \ll \omega_{p2}, \omega_{p3}, \dots, \omega_{z1}, \omega_{z2}, \dots$; llavors:

$$\underline{F_L(s) \cong \frac{1}{s/\omega_{p1} + 1}}; \text{ i } \underline{\omega_H = \omega_{p1}} \text{ és } \textbf{pol dominant}.$$

- Altrament:

$$\underline{\omega_H = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\omega_{p1}^2} + \frac{1}{\omega_{p2}^2} + \dots - 2\left(\frac{1}{\omega_{z1}^2} + \frac{1}{\omega_{z2}^2} + \dots\right)}}}$$

Generalització en el càlcul de f_c

- Quan pols i zeros no es poden determinar fàcilment:

Baixa freqüència ($F_L(s)$)

$$F_L(s) = \frac{s^{nL} + d_1 s^{nL-1} + \dots}{s^{nL} + e_1 s^{nL-1} + \dots}$$

$$e_1 = \omega_{p1} + \omega_{p2} + \dots + \omega_{pnL} = \sum_{i=1}^{nL} \frac{1}{R_{si} C_i}$$

- Amb **pol dominant** (p.e: p_1) aquest és:

$$\underline{F_L(s) \cong \frac{s}{s + \omega_{p1}}} \quad ; \underline{e_1 \cong \omega_{p1} = \omega_L}$$

Alta freqüència ($F_H(s)$)

$$F_H(s) = \frac{1 + a_1 s + a_2 s^2 + \dots}{1 + b_1 s + b_2 s^2 + \dots}$$

$$b_1 = \frac{1}{\omega_{p1}} + \frac{1}{\omega_{p2}} + \dots + \frac{1}{\omega_{pnH}} = \sum_{i=1}^{nH} R_{oi} C_i$$

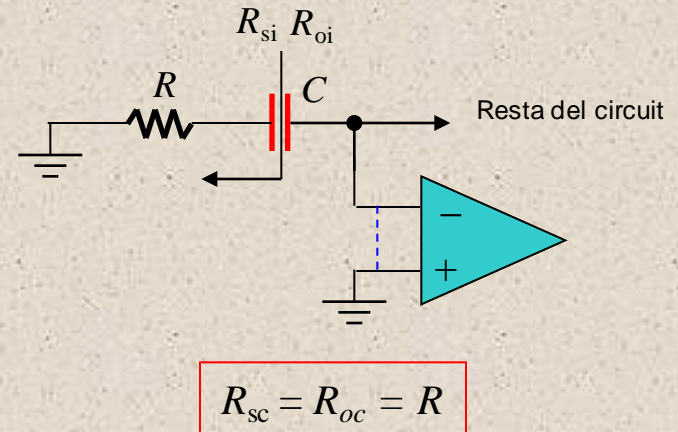
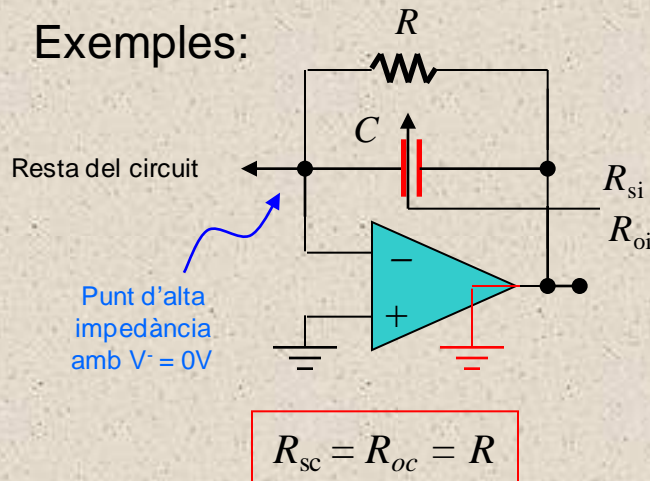
- Amb **pol dominant** (p.e: p_1) aquest és:

$$\underline{F_L(s) \cong \frac{1}{\frac{s}{\omega_{p1}} + 1}} \quad ; \underline{b_1 \cong \frac{1}{\omega_{p1}} \rightarrow \omega_{p1} = \omega_H}$$

Limitacions en l'aplicació del TCT

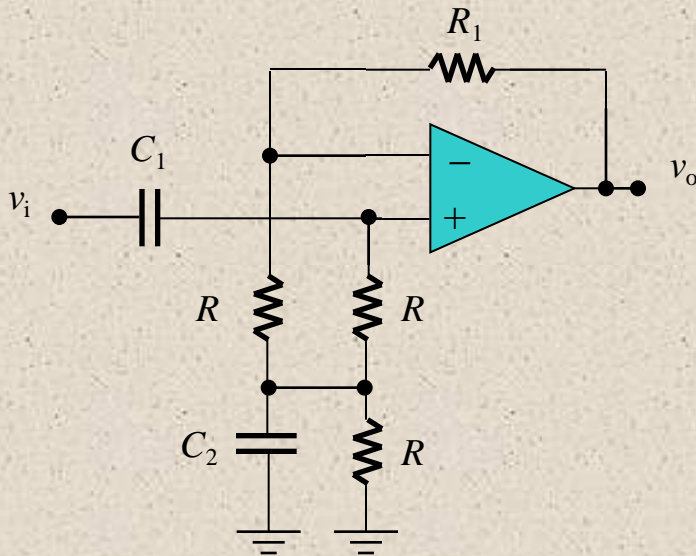
- No és pot generalitzar l'ús d'aquesta tècnica a qualsevol circuit
 - **Pols conjugats** no es poden determinar amb el TCT
- Al utilitzar el TCT en circuits amb operacionals, cal vigilar:
 - R_{si} i R_{io} no sempre es determinen amb les condicions habituals d'idealitat (**curtcircuit virtual**). La realimentació és considera **independentment** respecte de l'entrada.

- Exemples:



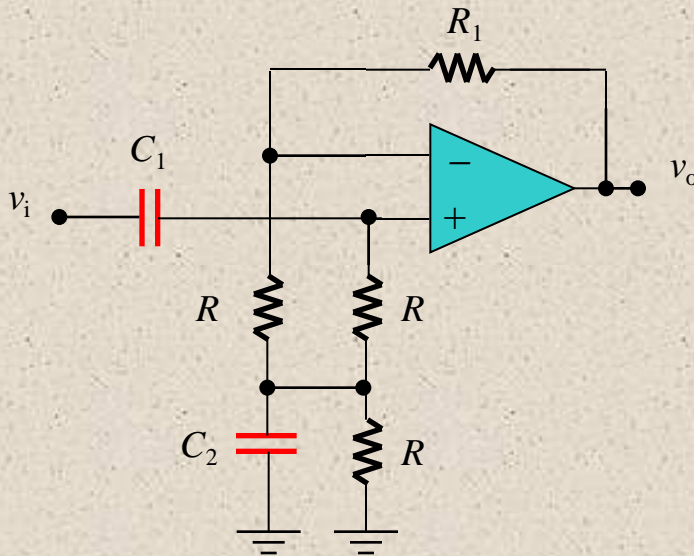
Exemple amb operacionals

- Determinar $H(s)$ sense tenir en compte les limitacions d'ample de banda de l'operacional



Exemple amb operacional

- Determinar $H(s)$ sense tenir en compte les limitacions d'ample de banda de l'operacional

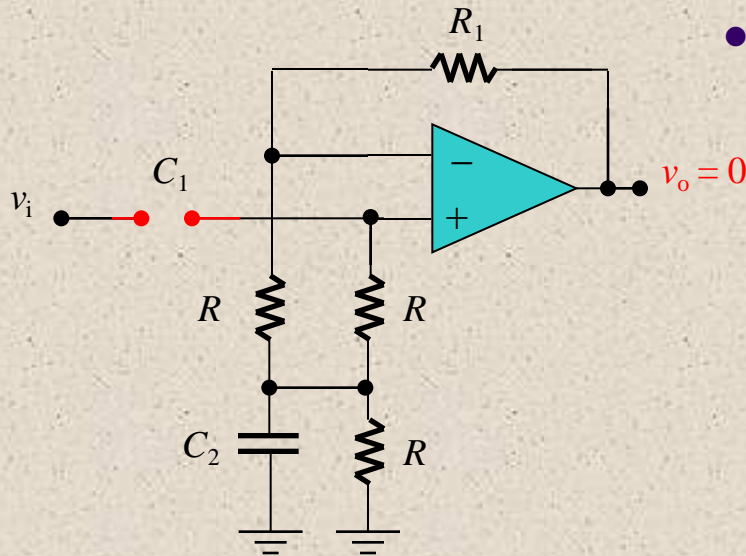


- Estructura:
 - Pols del sistema: **2** (dos condensadors)
 - Ordre: **$D=2$** $\rightarrow D(s) = (s+p_1)(s+p_2)$

$$F_L(s) = A_M \frac{N(s)}{(s+p_1)(s+p_2)}$$

Exemple amb operacional

- Determinar $H(s)$ sense tenir en compte les limitacions d'ample de banda de l'operacional



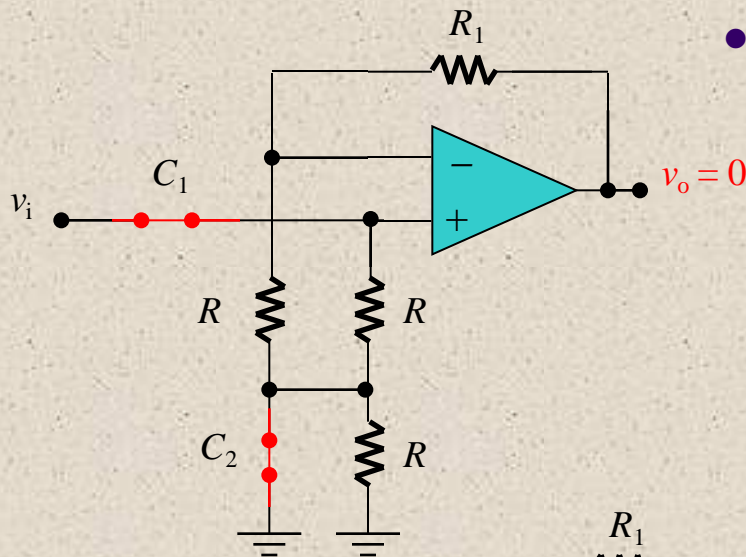
- Estructura:

- Pols del sistema: 2** (dos condensadors)
 - Ordre: $D = 2$** $\rightarrow D(s) = (s+p_1)(s+p_2)$
- $s=0$: 1** zero a l'origen (bloqueig de C_1)
 - $N(s) = s \cdot N_I(s)$

$$F_L(s) = A_M \frac{s \cdot N_1(s)}{(s + p_1)(s + p_2)}$$

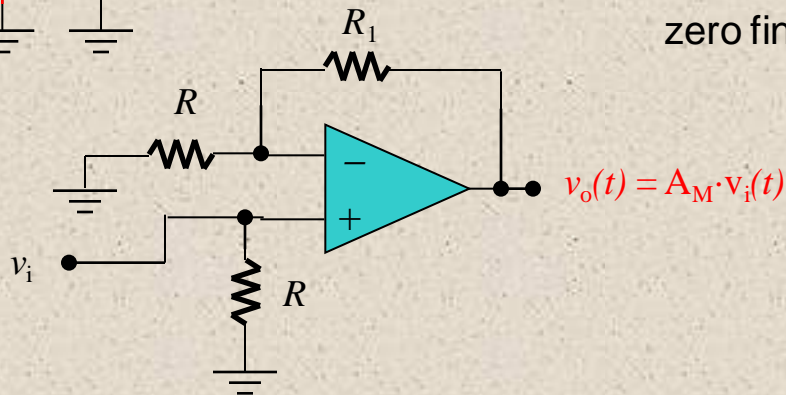
Exemple amb operacional

- Determinar $H(s)$ sense tenir en compte les limitacions de l'operacional a freqüència alta



- Estructura:

- Pols del sistema: 2** (dos condensadors)
 - Ordre: $D = 2$** $\rightarrow D(s) = (s+p_1)(s+p_2)$
- $s=0$: 1** zero a l'origen (bloqueig de C_1)
 - $N(s) = s \cdot N_I(s)$
- $s=\infty$:**
 - sortida no nul·la $v_o(t) = A_M \cdot v_i(t)$
 - Ordre del numerador: $N = D = 2$** \rightarrow Hi ha un zero finit: $N_I(s) = s + z_1$

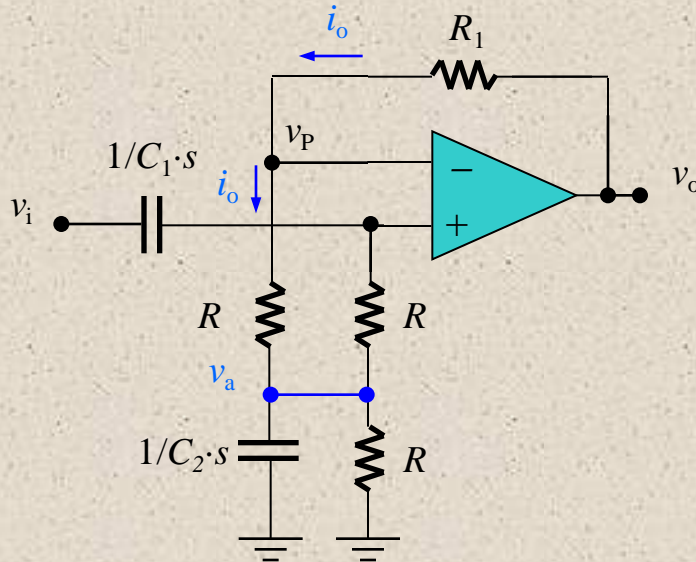


$$F_L(s) = A_M \frac{s(s + z_1)}{(s + p_1)(s + p_2)}$$

$$A_M = 1 + \frac{R_1}{R}$$

Exemple amb operacional

- Càlcul del zero finit z_1



- Estructura:

$$F_L(s) = A_M \frac{s(s + z_1)}{(s + p_1)(s + p_2)} \quad A_M = 1 + \frac{R_1}{R}$$

- Plantejament:

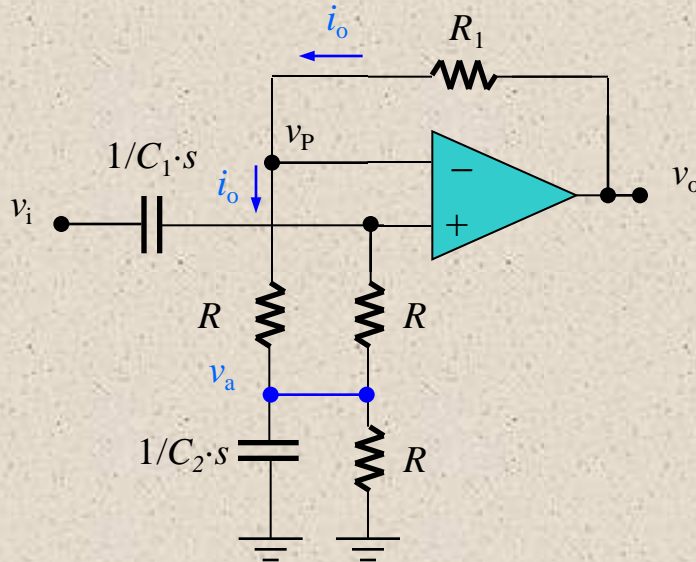
- Z_1 es produeix quan la tensió a R_1 i R es cancel·la amb v_a

$$v_o(s) = v_a(s) + i_o(s) \cdot (R + R_1) = 0$$

$$v_a(s) = -i_o(s) \cdot (R + R_1)$$

Exemple amb operacional

- Càlcul del zero finit z_1



$$i_o(s) = \frac{v_p(s) - v_a(s)}{R}$$

- Estructura:

$$F_L(s) = A_M \frac{s(s + z_1)}{(s + p_1)(s + p_2)} \quad A_M = 1 + \frac{R_1}{R}$$

- Plantejament:

- Z_1 es produeix quan la tensió a R_1 i R es cancel·la amb v_a

$$v_a(s) = -i_o(s) \cdot (R + R_1)$$

$$v_a(s) = -\frac{v_p(s) - v_a(s)}{R} (R + R_1) \rightarrow v_a(s) = v_p(s) \left(1 + \frac{R}{R_1} \right)$$

Exemple amb operacional

- Càlcul del zero finit z_1

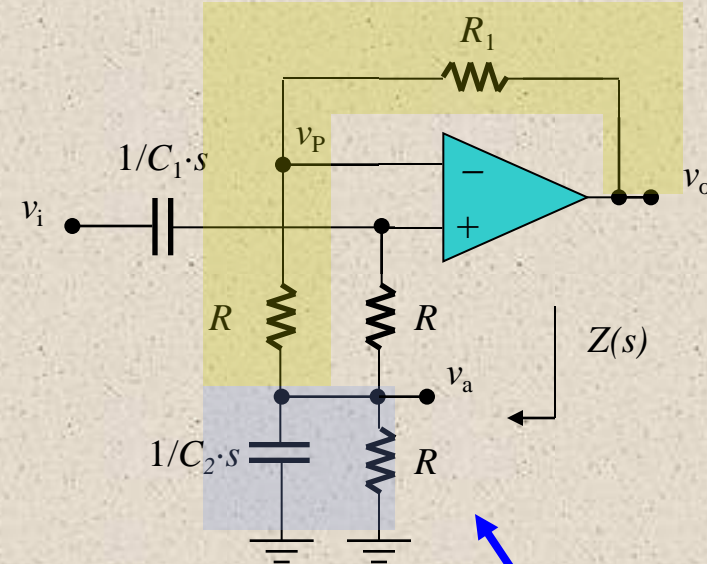
- Estructura:

$$F_L(s) = A_M \frac{s(s + z_1)}{(s + p_1)(s + p_2)} \quad A_M = 1 + \frac{R_1}{R}$$

- Plantejament:

- Z_1 es produeix quan la tensió a R_1 i R es cancel·la amb v_a

$$(1) \quad v_a(s) = v_p(s) \left(1 + \frac{R}{R_1} \right)$$



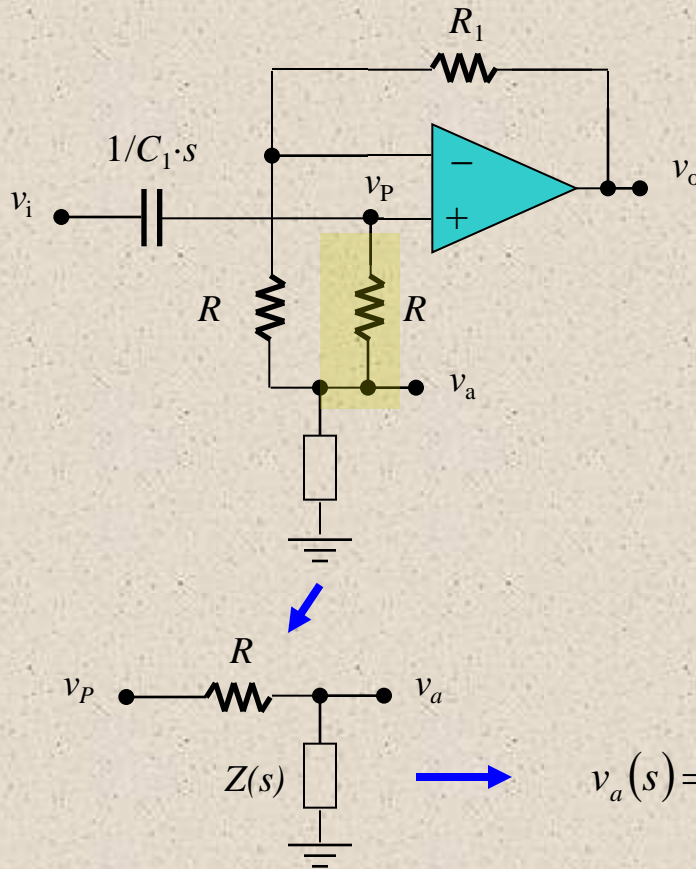
Amb $v_o(s) = 0$, $Z(s) = Z_2(s)/(R + R_1)$

$$Z_2(s) = R // \frac{1}{C_2 s} = \frac{R}{RC_2 s + 1}$$

$$Z(s) = \frac{R(R + R_1)}{R + (R + R_1)(RC_2 s + 1)}$$

Exemple amb operacional

- Càlcul del zero finit z_1



- Estructura:

$$F_L(s) = A_M \frac{s(s + z_1)}{(s + p_1)(s + p_2)} \quad A_M = 1 + \frac{R_1}{R}$$

- Plantejament:

- Z_1 es produeix quan la tensió a R_1 i R es cancel·la amb v_a

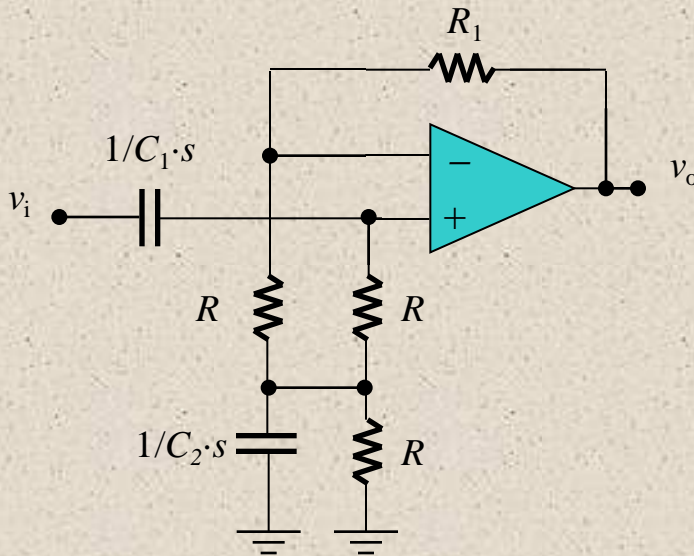
$$(1) \quad v_a(s) = v_p(s) \left(1 + \frac{R}{R_1} \right)$$

$$Z(s) = \frac{R(R + R_1)}{R + (R + R_1)(RC_2s + 1)}$$

$$v_a(s) = v_p(s) \frac{Z(s)}{Z(s) + R} = v_p(s) \frac{R + R_1}{2R + R_1 + (R + R_1)(RC_2s + 1)}$$

Exemple amb operacional

- Càlcul del zero finit z_1



- Estructura:

$$F_L(s) = A_M \frac{s(s + z_1)}{(s + p_1)(s + p_2)} \quad A_M = 1 + \frac{R_1}{R}$$

- Plantejament:

- Z_1 es produeix quan la tensió a R_1 i R es cancel·la amb v_a

$$(1) \quad v_a(s) = v_p(s) \left(1 + \frac{R}{R_1} \right)$$

$$(2) \quad v_a(s) = v_p(s) \frac{R + R_1}{2R + R_1 + (R + R_1)(RC_2s + 1)}$$

- Igualant (1) i (2) i allant s

$$\cancel{v_p(s)} \frac{R + R_1}{2R + R_1 + (R + R_1)(RC_2s + 1)} = \cancel{v_p(s)} \left(1 + \frac{R}{R_1} \right) \rightarrow s = -\frac{3R + R_1}{R(R + R_1)C_2} \rightarrow \boxed{z_1 = \frac{3R + R_1}{R(R + R_1)C_2}}$$

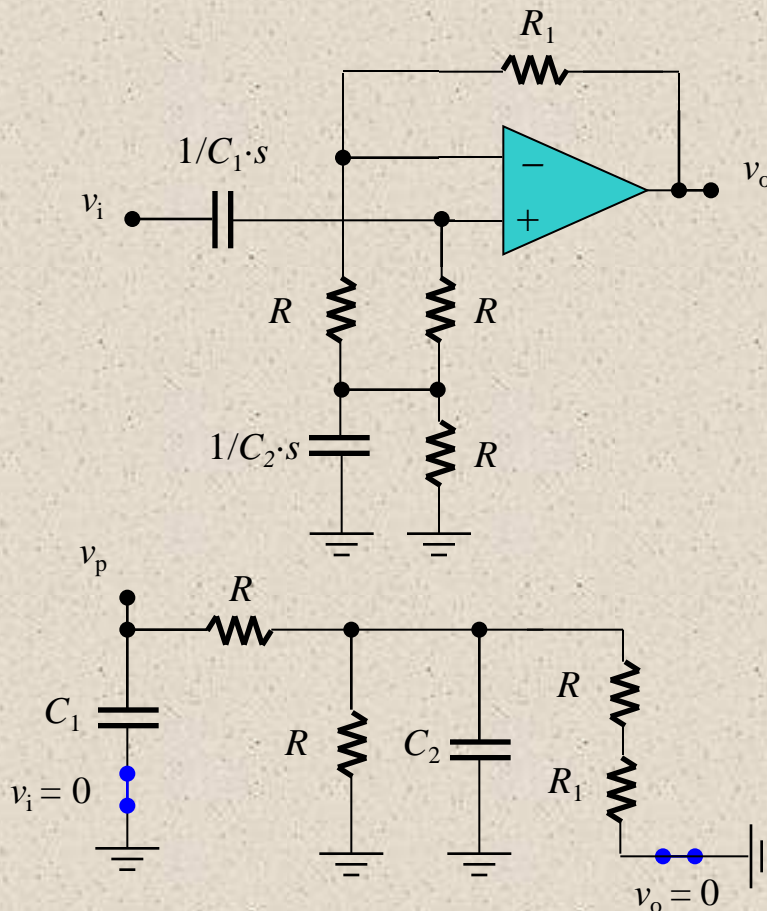
Exemple amb operacional

- Càlcul de les constants: a_1 i a_2

- Estructura:

$$F_L(s) = A_M \frac{s \left(s + \frac{3R + R_1}{R(R + R_1)C_2} \right)}{s^2 + a_1 s + a_2} \quad A_M = 1 + \frac{R_1}{R}$$

- Com que les constants generades per C_1 i C_2 interactuen entre elles, cal utilitzar el teorema (**TCT**) per determinar R_{s1} , R_{s2} , R_{o1} i R_{o2} .



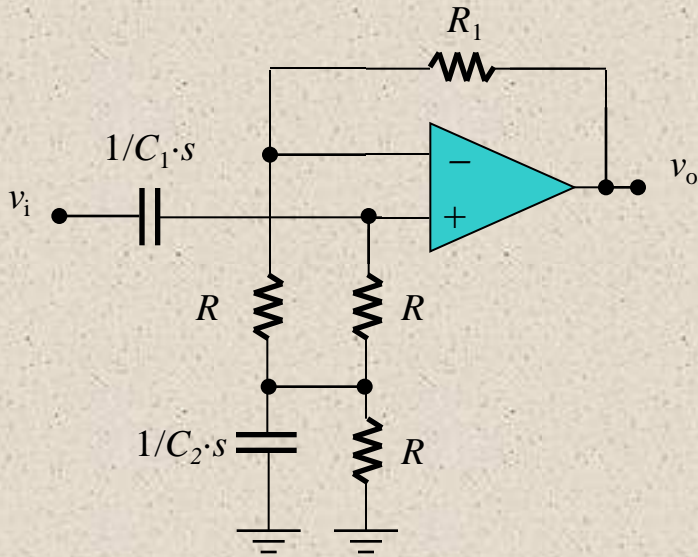
- Com que $v_i = 0$ (per determinar resistències de Thevenin), $v_o = 0$



- En aquest cas, els terminals d'entrada del operacional són punts flotants d'alta impedància

Exemple amb operacional

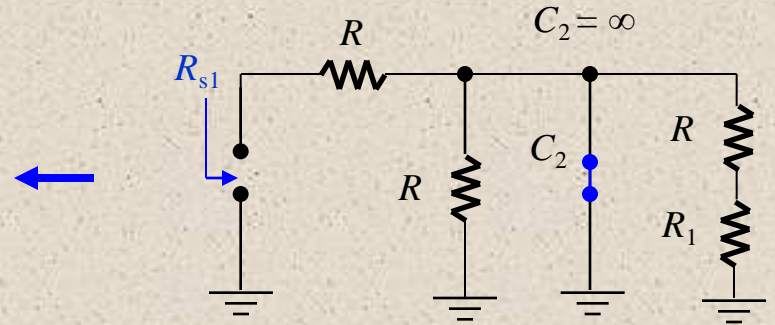
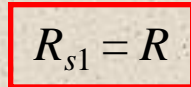
- Càlcul de les constants: a_1 i a_2



- Estructura:

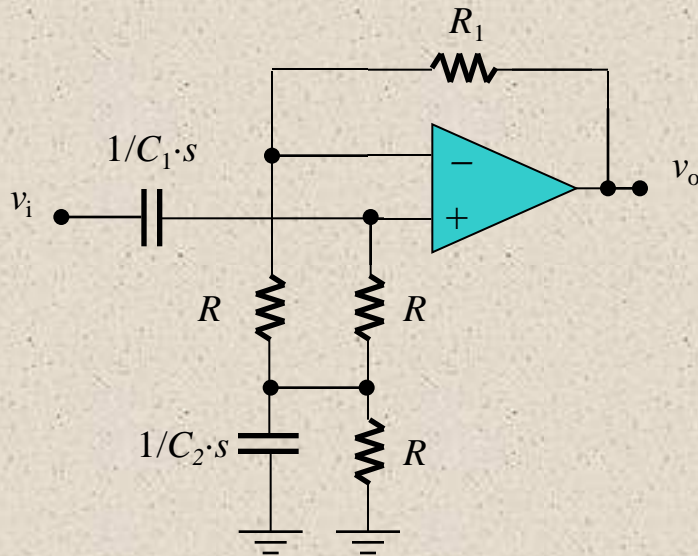
$$F_L(s) = A_M \frac{s \left(s + \frac{3R + R_1}{R(R + R_1)C_2} \right)}{s^2 + a_1 s + a_2} \quad A_M = 1 + \frac{R_1}{R}$$

- Resistències: R_{s1} , R_{s2} , R_{o1} , i R_{o2}



Exemple amb operacional

- Càlcul de les constants: a_1 i a_2



- Estructura:

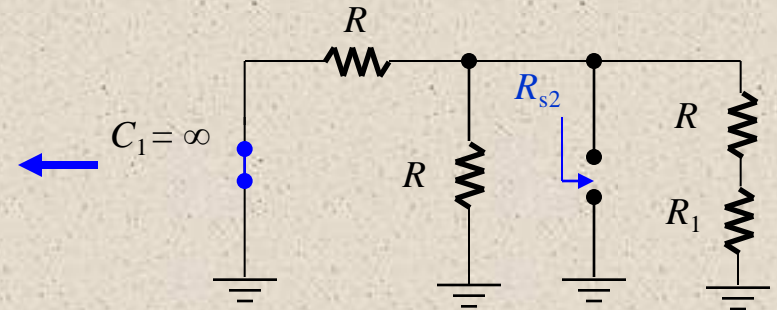
$$F_L(s) = A_M \frac{s \left(s + \frac{3R + R_1}{R(R + R_1)C_2} \right)}{s^2 + a_1 s + a_2}$$

$$A_M = 1 + \frac{R_1}{R}$$

- Resistències: R_{s1} , R_{s2} , R_{o1} , i R_{o2}

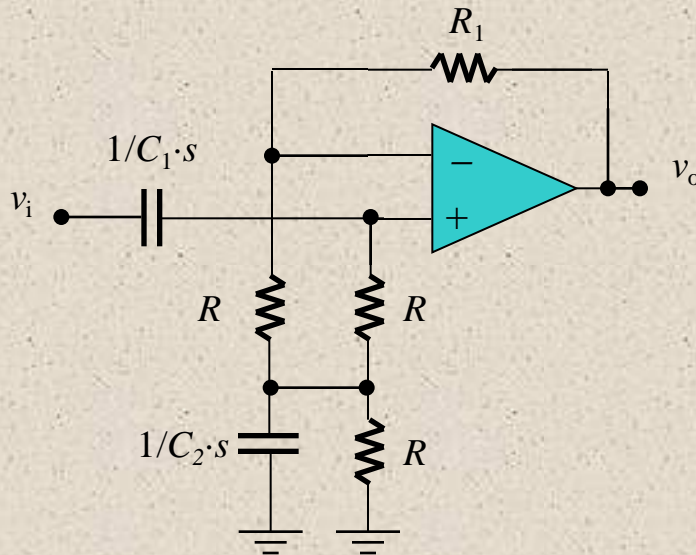
- $R_{s1} = R$

$$R_{s2} = \frac{R}{2} // (R + R_1)$$



Exemple amb operacional

- Càlcul de les constants: a_1 i a_2



- Estructura:

$$F_L(s) = A_M \frac{s \left(s + \frac{3R + R_1}{R(R + R_1)C_2} \right)}{s^2 + a_1 s + a_2}$$

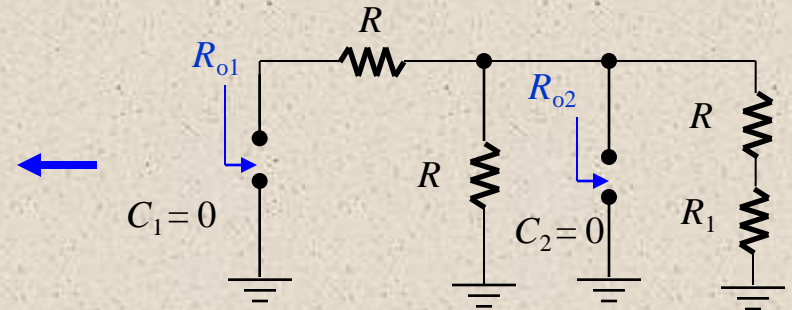
$$A_M = 1 + \frac{R_1}{R}$$

- Resistències: R_{s1} , R_{s2} , R_{o1} , i R_{o2}

- $R_{s1} = R$

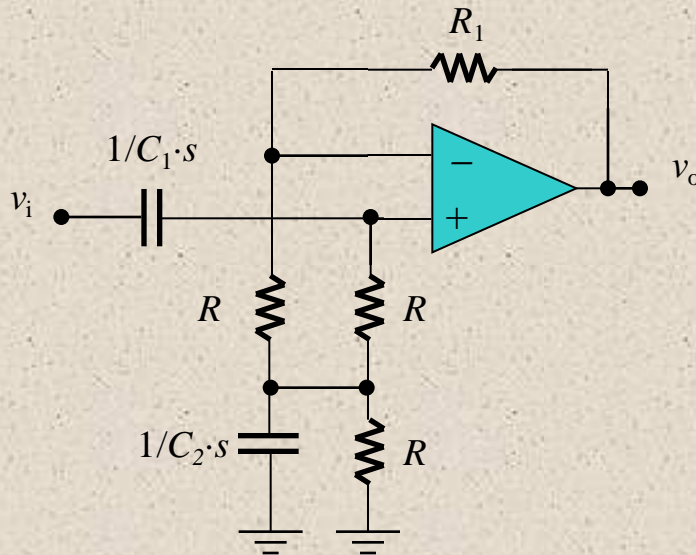
- $R_{s2} = (R/2) // (R + R_1)$

$$\begin{aligned} R_{o1} &= R + R // (R + R_1) \\ R_{o2} &= R // (R + R_1) \end{aligned}$$



Exemple amb operacional

- Càlcul de les constants: a_1 i a_2



$$a_1 = \sum \frac{1}{R_{si}C_i} = \frac{1}{RC_1} + \frac{1}{(R/2) \parallel (R+R_1)C_2}$$

- Estructura:

$$F_L(s) = A_M \frac{s \left(s + \frac{3R + R_1}{R(R + R_1)C_2} \right)}{s^2 + a_1s + a_2}$$

$$A_M = 1 + \frac{R_1}{R}$$

- Resistències: R_{s1} , R_{s2} , R_{o1} , i R_{o2}

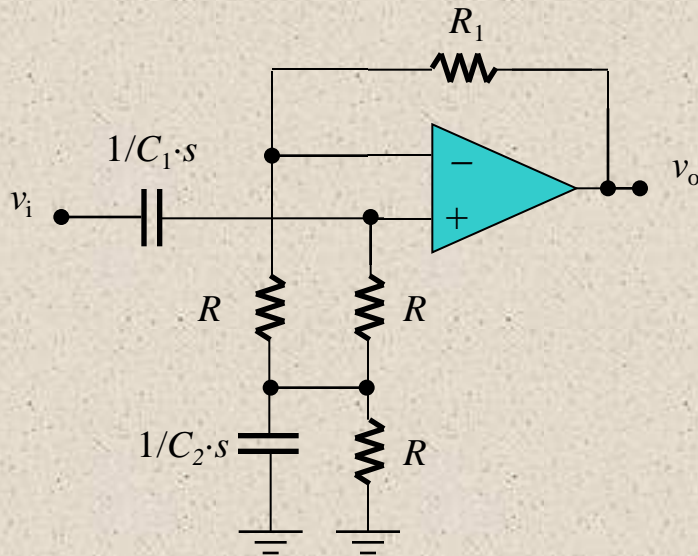
- $R_{s1} = R$
- $R_{s2} = (R/2) \parallel (R+R_1)$
- $R_{o1} = R + R \parallel (R+R_1)$
- $R_{o2} = R \parallel (R+R_1)$

$$a_2 = \frac{a_1}{\sum R_{oi}C_i} = \frac{\frac{1}{RC_1} + \frac{1}{(R/2) \parallel (R+R_1)C_2}}{[R + R \parallel (R+R_1)]C_1 + [R \parallel (R+R_1)]C_2}$$

$$D(s) = s^2 + a_1s + a_2 = s^2 + \left(\frac{1}{RC_1} + \frac{1}{(R/2) \parallel (R+R_1)C_2} \right) s + \frac{\frac{1}{RC_1} + \frac{1}{(R/2) \parallel (R+R_1)C_2}}{[R + R \parallel (R+R_1)]C_1 + [R \parallel (R+R_1)]C_2}$$

Exemple amb operacional

- Exemple numèric:



- Valors:

- $R_1 = 1\text{M}\Omega, R = 100\text{k}\Omega$

- $C_1 = 1\mu\text{F}, C_2 = 100\mu\text{F}$

- Guany i constants:

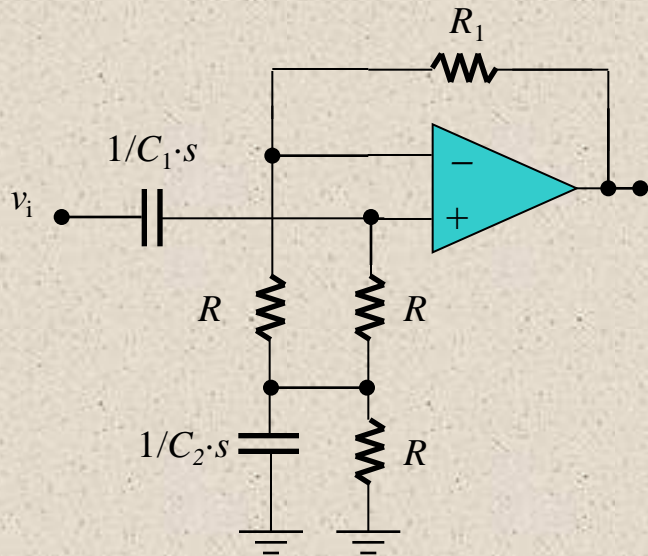
$$A_M = 11 \quad z_1 = 0.118 \quad a_1 = 10.21 \quad a_2 = 1.09$$

- Funció de transferència:

$$F_L(s) = A_M \frac{s(s + z_1)}{s^2 + a_1 s + a_2} = 11 \frac{s(s + 0.118)}{s^2 + 10.21s + 1.09} = 11 \frac{s(s + 0.118)}{(s + 10.10)(s + 0.108)}$$

Exemple amb operacional

- Representació de la resposta freqüencial de $F_L(s)$ (Diagrama de Bode):

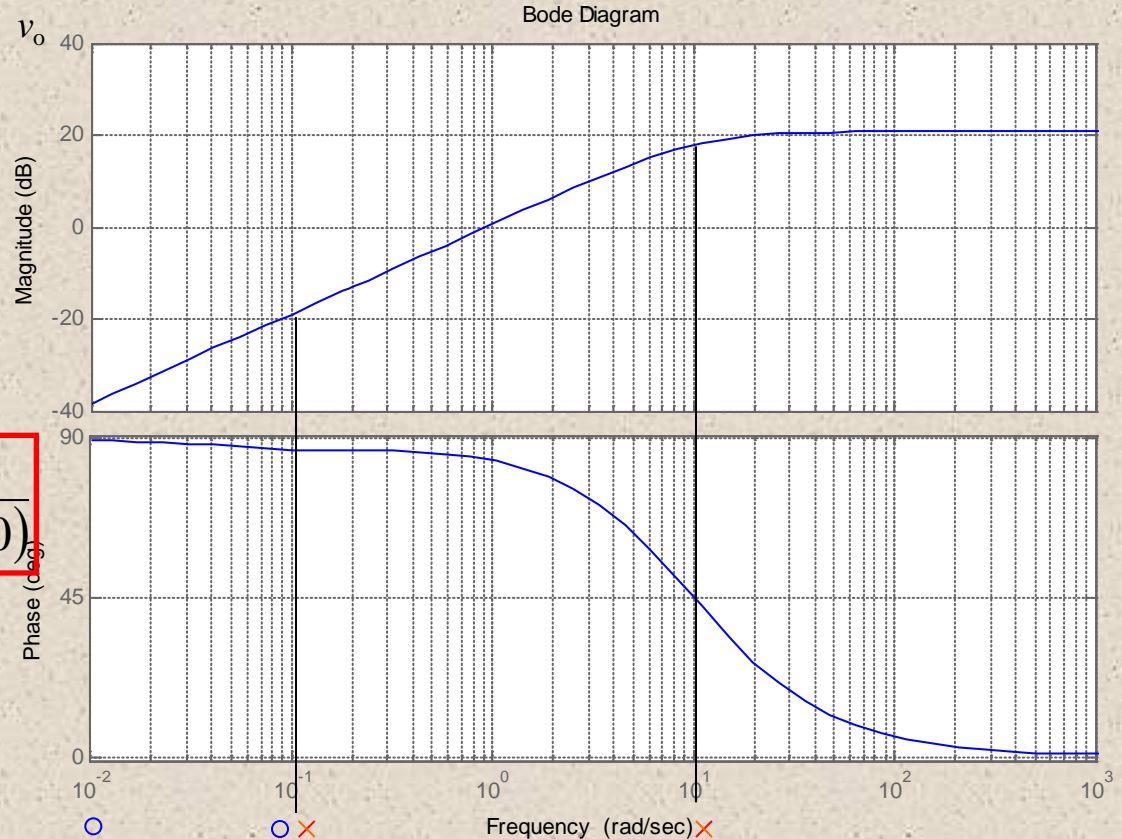


$$F_L(s) \cong A_M \frac{s}{s + \omega_c} = 11 \frac{s}{(s + 10.10)}$$

$$\omega_c = 10.10 \text{ rad/s}$$

$$f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} \cong 1.6 \text{ Hz}$$

$$F_L(s) = 11 \frac{s(s + 0.118)}{(s + 10.10)(s + 0.108)}$$



Filtres analògics. Què són?

- **Diverses definicions**

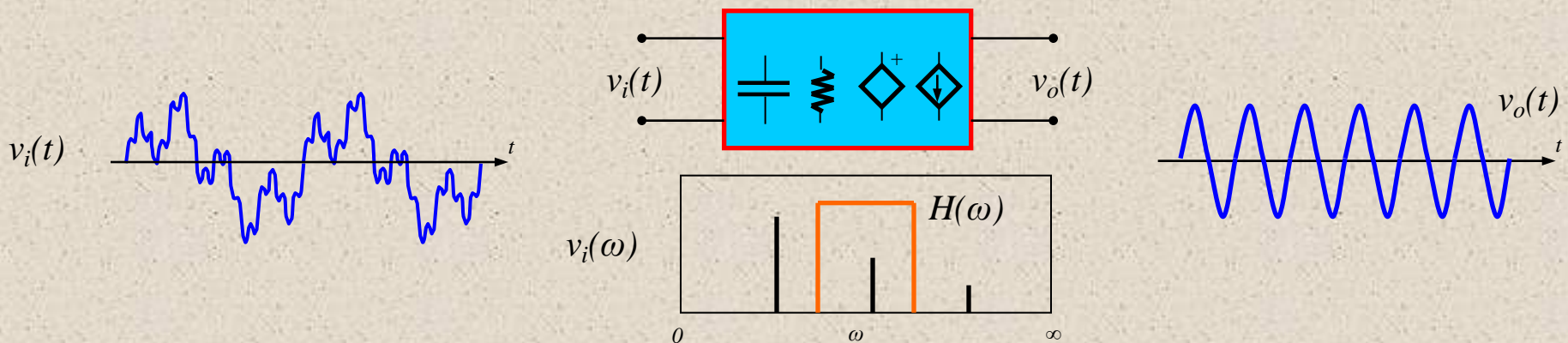
- **A nivell de dispositiu electrònic**

- Circuit electrònic format per R, L, C i dispositius actius (TRT, AoP i fonts controlades) capaç d'eliminar **components freqüencials** no desitjades.

- **A nivell d'anàlisi**

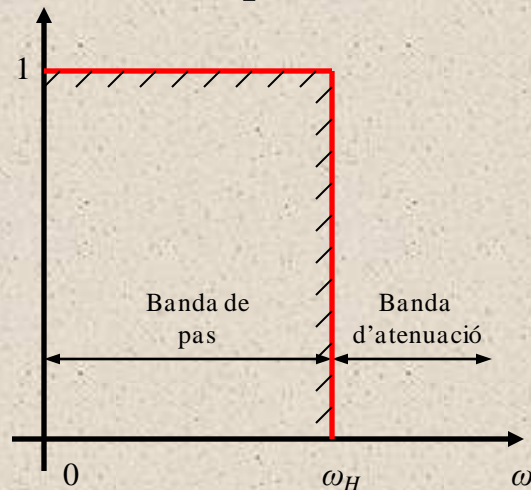
- Quadripol que transmet una banda limitada del senyal d'entrada.
- Bloc que implementa una **funció de transferència** ($H(s)$) determinada

Filtre analògic

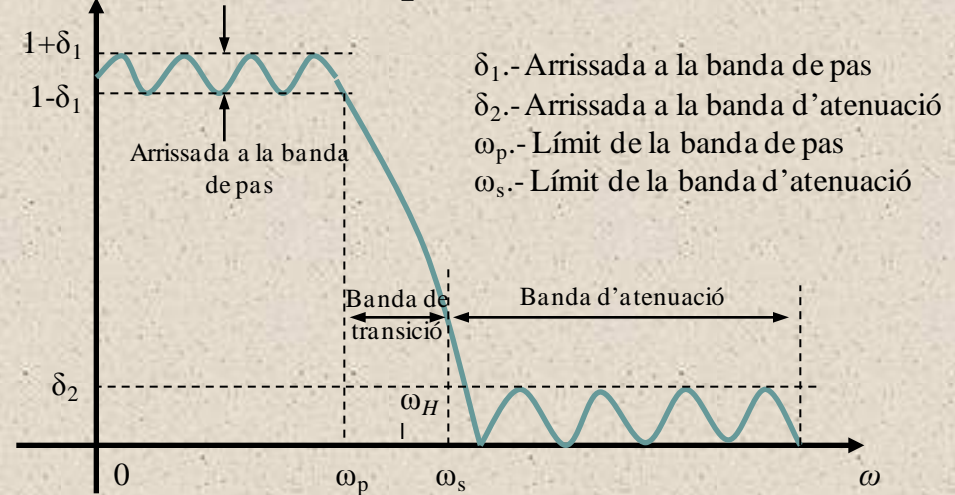


Especificacions del filtre

$|H(\omega)|$ *Filtre passa-baixes ideal*



$|H(\omega)|$ *Filtre passa-baixes real*



- El disseny consisteix en **trobar un circuit** amb els components apropiats per l'operació de filtratge (funció de transferència) desitjada que **s'apropi** al filtre ideal.
- Especificacions segons la forma de la resposta: δ_1 , δ_2 , ω_p , ω_s
- Especificacions segons les característiques del filtre:
 - Generals:** Esmorteiment (ξ), Factor de qualitat (Q), Fase ($|\theta(\omega)|$)
 - Específic (Passa-baixes/altes):** Freqüència de tall (ω_c)
 - Específic (Passa-banda o/b. eliminada):** Banda (**BW**): $\omega_H - \omega_L$, Freqüència central (ω_0)

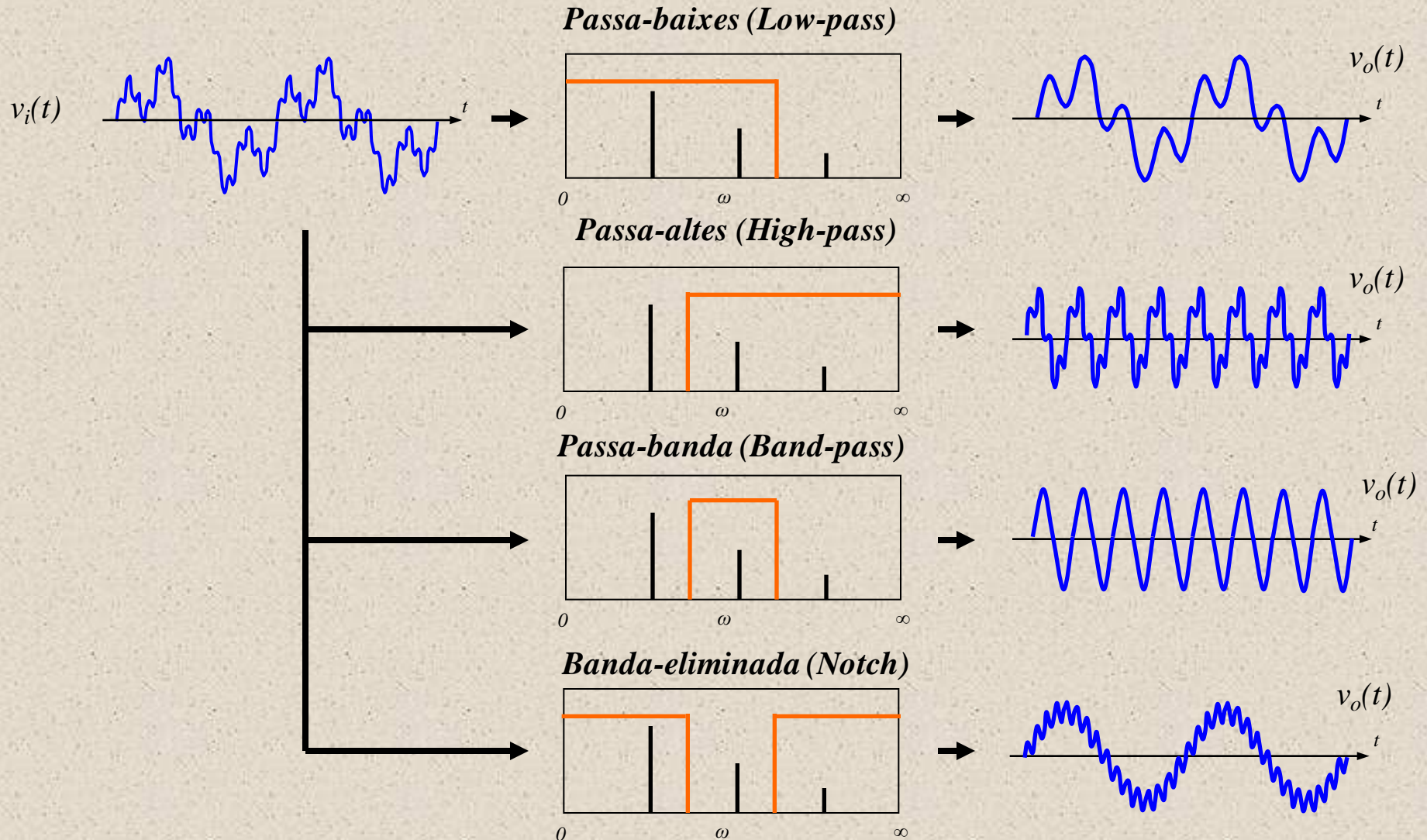
Tipologia i classificació

- Segons la **família**
 - **Filtres *passius***.- Formats exclusivament per resistències, condensadors i/o inductors (RLC)
 - **Filtres *actius***.- A més, inclouen transistors i amplificadors operacionals, entre d'altres dispositius integrats
- Segons la **zona de treball**
 - *Passa-baixes, passa-altes, passa-banda, passa-tot i banda eliminada*
- Segons la **tecnologia**
 - **Bàsics**: Blocs kRC (Sallen-Key o VCVS), de realimentació múltiple.
 - **Gama mitja** Biquad i State-Variable filters (Filtres universals).
 - **Altes prestacions** (Aproximacions al filtre ideal: *Butterworth, Chebyshev, Caueri Bessel*): Circuits LC (Conversors d'impedància GIC), Capacitats commutades (SC.- Switched Capacitors) i circuits integrats especials

Passius vs. Actius

- Avantatges dels **passius**
 - **Bandwidth** elevat
 - Major **immunitat** a les desviacions dels components
 - Baix **consum** (No requereixen alimentació)
 - **Linealitat** i **Marge dinàmic**
- Avantatges dels **actius**
 - Ocupen un espai reduït (Integració en dispositius de silici)
 - **Fiabilitat** i **immunitat** al soroll
 - **Disseny** i **ajustament** fàcil i còmode
 - **Gama variada** de funcions de filtratge
 - **Guany** >1 (En els passius hi ha pèrdues)
- Actualment, és indiscutible l'ús de **filtres actius** en àudio i telecomunicacions. Els passius s'utilitza quan és necessita reduir el consum

Zones de treball



La funció de transferència

- Els components dels filtres presenten característiques que depenen de la freqüència

$H(s)$

$$H_0 = \frac{a_m}{b_n}$$

Factor d'escala
o guany:

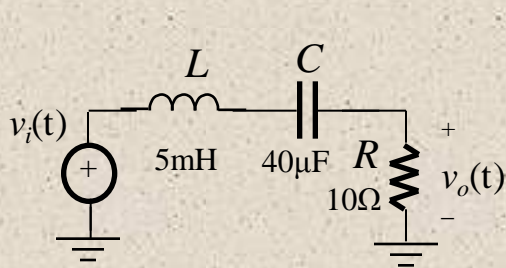
• arrels de $H(s)$ reals y/o complexes:
 $p_k = \sigma_k + j\omega_k$

$$H(s) = \frac{V_O(s)}{V_I(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} = \frac{(s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_m)}{(s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)}$$

zeros

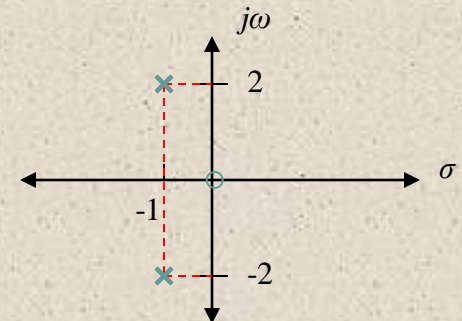
pols

- Pols complexes apareixen **sempre** amb parells conjugats p_k i p_k^*
- Exercici 3.1:** Trobeu el diagrama pol-zero del següent circuit RLC



Solució:

$$H(s) = \frac{RCs}{LCs^2 + RCs + 1}$$



Estabilitat dels sistemes

- És **estable** quan una entrada acotada produeix sortida acotada
- Observació del comportament amb una entrada impulsional per comprovar l'estabilitat:

$$h(t) = \mathbb{L}^{-1}\{H(s)\} \longrightarrow \text{Resposta impulsional del sistema}$$

- Dos casos representatius:

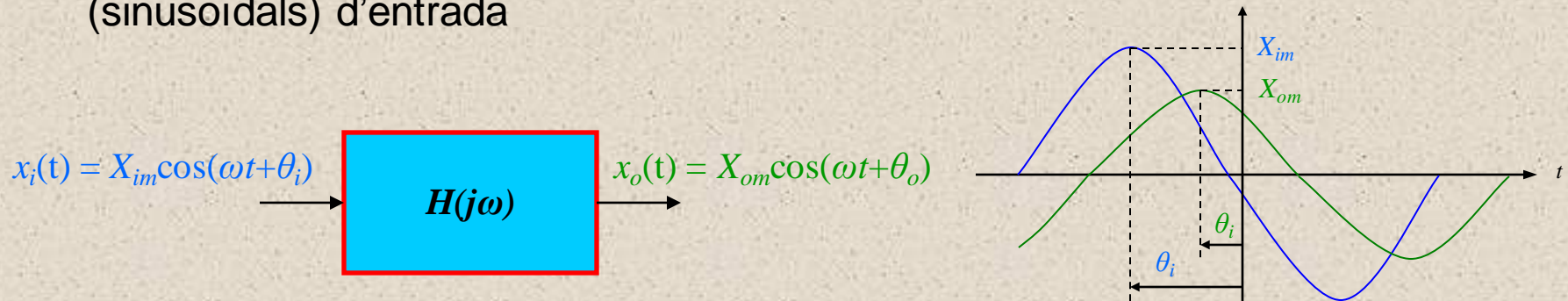
$$1) \quad \mathbb{L}^{-1}\left\{\frac{A_k}{s - \sigma_k}\right\} = A_k e^{\sigma_k t} u(t) \quad 2) \quad \mathbb{L}^{-1}\left\{\frac{A_k}{s - (\sigma_k + j\omega_k)} + \frac{A_k}{s - (\sigma_k - j\omega_k)}\right\} = 2|A_k| e^{\sigma_k t} (\cos \omega t + \sin \omega t)$$

$u(t)$.- Esgraió unitari

- **Tots els pols al semiplà esquerre** per l'estabilitat ($\sigma_k < 0$). No està garantida si s'utilitzen components actius: BJT's, operacionals, etc
 - Pols conjugats generen transitoris amb oscil·lacions
 - Algunes aplicacions exploten la inestabilitat (oscil·ladors)
- **Exercici 3.2:** Determineu la resposta impulsional de l'exercici 3.1

Resposta freqüencial

- Interessa conèixer el comportament a les **components harmòniques** (sinusoïdals) d'entrada



$$X_{om} = |H(j\omega)| \times X_{im} \quad H(j\omega) = |H(j\omega)| \angle H(j\omega) = H_r + jH_i \quad \angle H(j\omega) = \begin{cases} \tan^{-1}(H_i/H_r), & H_r > 0 \\ 180^\circ - \tan^{-1}(H_i/H_r), & H_r < 0 \end{cases}$$
$$\theta_o = \angle H(j\omega) + \theta_i \quad |H(j\omega)| = \sqrt{H_r^2 + H_i^2}$$

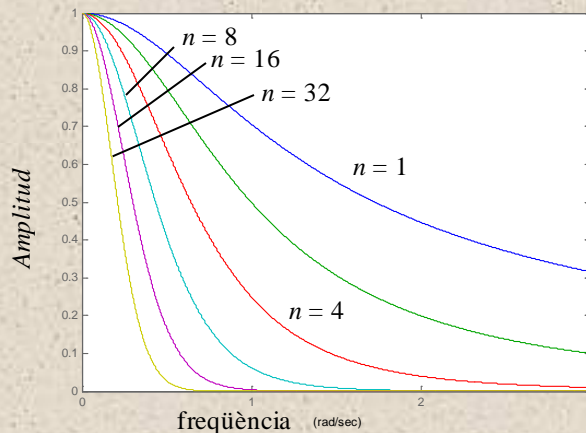
- Dos punts de vista en l'anàlisi i problema del disseny:
 - 1) Teòric (Disseny):** $H(j\omega)$ especificada matemàtica (o gràficament) amb l'objectiu de dissenyar el circuit electrònic
 - 2) Pràctic (Anàlisi):** Necessitat de conèixer experimentalment $H(j\omega)$ d'un sistema que ja està implementat
- Exercici 3.3:** Trobeu la resposta del sistema de l'exercici 3.1 a una entrada $v_i(t) = 10\cos(10^3t + 45^\circ)\text{V}$

Representacions de Bode

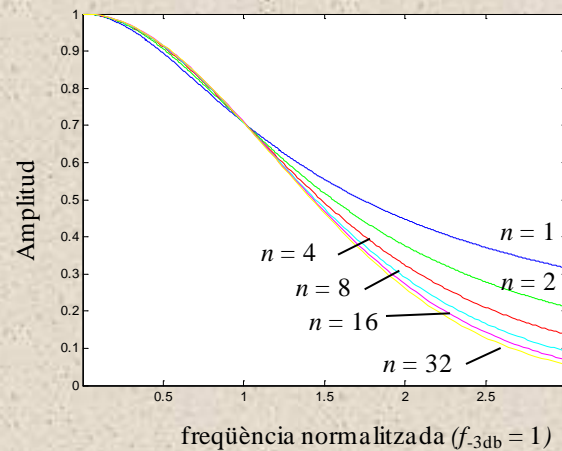
- Exemple de filtre *passa-baixes*

$$H(s) = \frac{1}{(s+1)^n} \rightarrow |H(\omega)| = \frac{1}{(\sqrt{\omega^2 + 1})^n}$$

Representació lineal



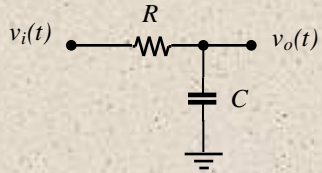
Representacions normalitzades a -3dB



- Respostes són **més selectives** (ideals) quan més gran és n, però també augmenta **complexitat** (cost)
- Assumint dissenys **amb arrissada** a les bandes freqüencials (pas i atenuació), és poden obtenir **respostes selectives** amb un ordre moderat (**Altes prestacions**)

Configuracions útils de 1er. ordre

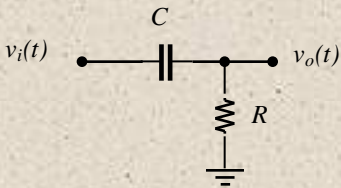
• Passius



$$H(s) = H_0 \frac{\omega_0}{s + \omega_0}$$

$$H_0 = 1 \quad \omega_0 = 1/RC$$

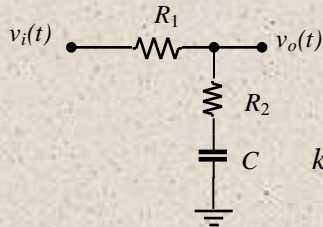
Passa-baixes



$$H(s) = H_0 \frac{s/\omega_0}{s/\omega_0 + 1}$$

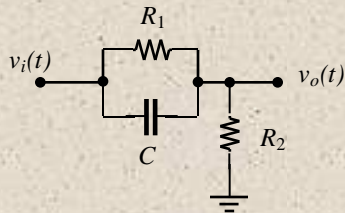
$$H_0 = 1 \quad \omega_0 = 1/RC$$

Passa-altes



$$H(s) = k \frac{s + z_1}{s + p_1}; z_1 > p_1$$

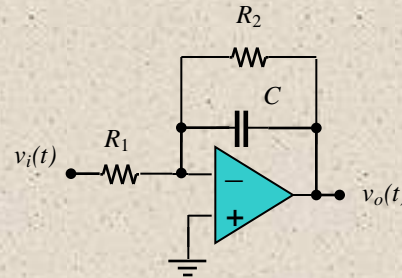
$$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}; z_1 = \frac{1}{R_2 C}; p_1 = \frac{1}{(R_1 + R_2)C}$$



$$H(s) = k \frac{s + z_1}{s + p_1}; z_1 < p_1$$

$$k = 1; z_1 = \frac{1}{R_1 C}; p_1 = \frac{1}{R_1 C} + \frac{1}{R_2 C}$$

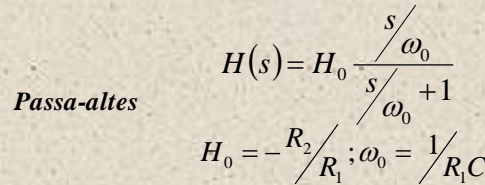
• Actius



$$H(s) = H_0 \frac{\omega_0}{s + \omega_0}$$

$$H_0 = -R_2/R_1; \omega_0 = 1/R_2 C$$

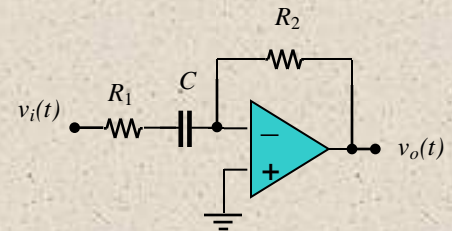
Passa-baixes



$$H(s) = H_0 \frac{s/\omega_0}{s/\omega_0 + 1}$$

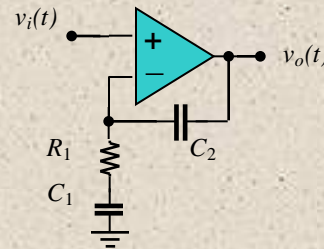
$$H_0 = -R_2/R_1; \omega_0 = 1/R_1 C$$

Passa-altes



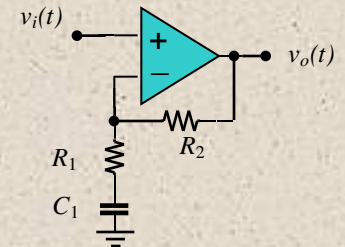
$$H(s) = k \frac{s + z_1}{s + p_1}; z_1 > p_1$$

$$k = 1; z_1 = \frac{C_1 + C_2}{R_1 C_1 C_2}; p_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$$



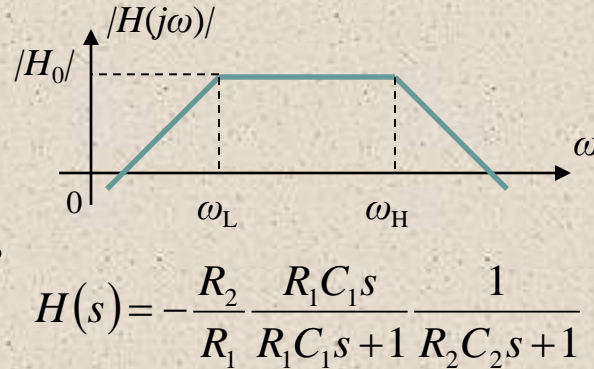
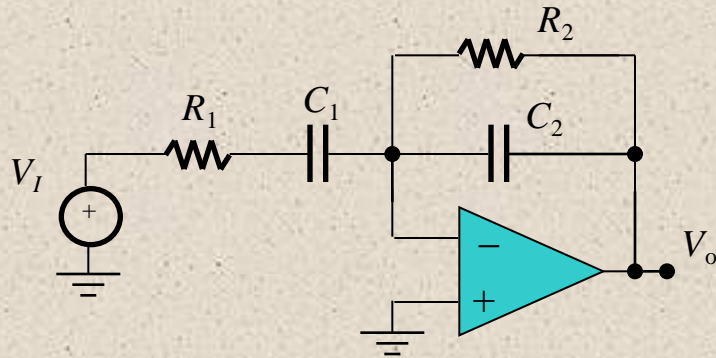
$$H(s) = k \frac{s + z_1}{s + p_1}; z_1 < p_1$$

$$k = 1 + R_2/R_1; z_1 = \frac{1}{R_1 C_1 + R_2 C_2}; p_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$$



Aplicacions bàsiques de 1er. ordre

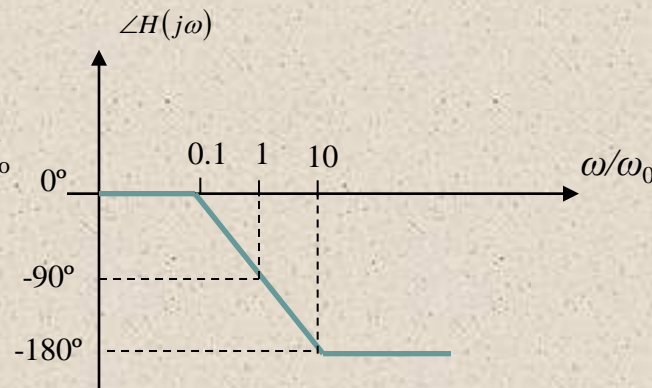
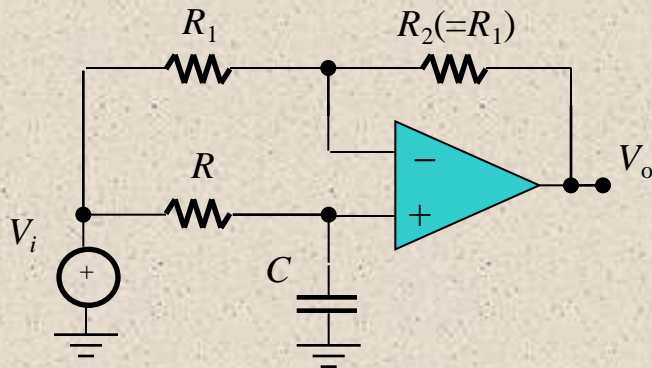
- Combinant el pass-baixes i passa-altes actiu de primer ordre s'obté la resposta **passa banda** (per aplicacions d'àudio)



$$H_0 = -\frac{R_2}{R_1}$$

$$\omega_L = \frac{1}{R_1 C_1}, \omega_H = \frac{1}{R_2 C_2}$$

- Desplaçament de fase.- Filtre passa-tot de fase no mínima

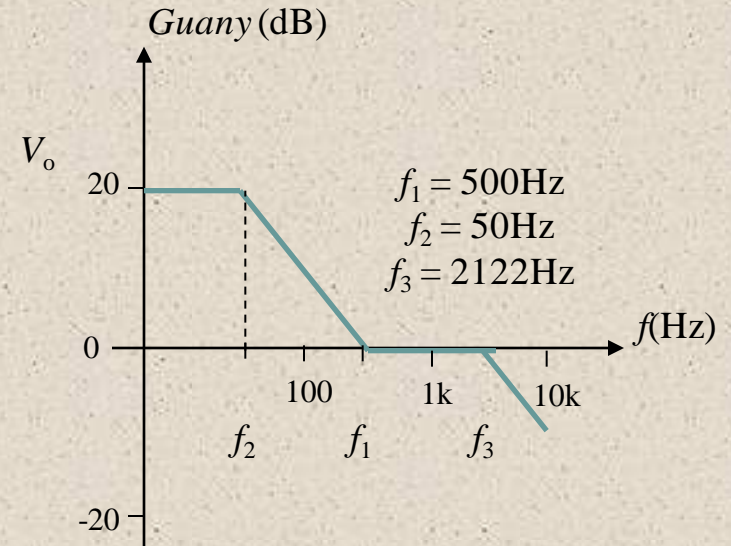
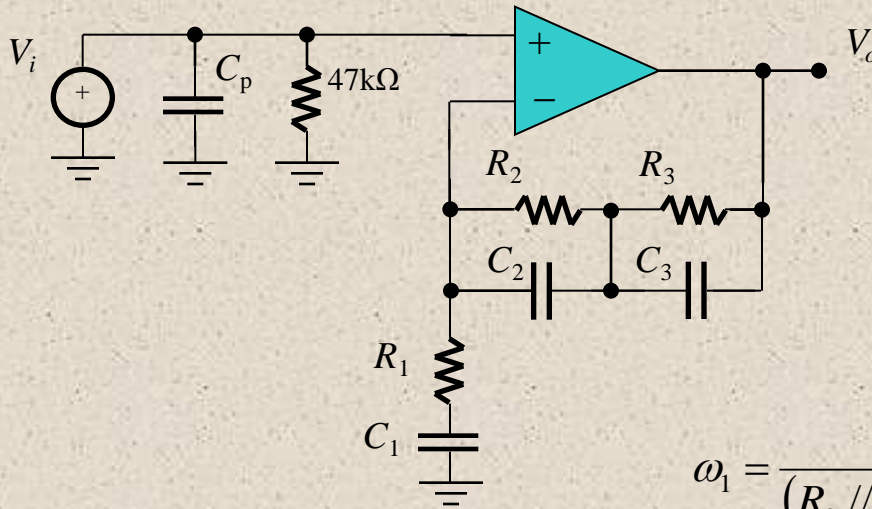


$$H(s) = \frac{-RCs + 1}{RCs + 1}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Pre-amplificador RIAA

- Amplificador i eqüalització d'amplitud en **reproductors giradisc**
- El senyal requereix complir estàndar RIAA (*Record Industry Association of America*):
 - Especificacions a 1KHz
 - 30-40 dBs per capçals magnètics
 - 50-60 dBs per inductors (agulles) mòbils

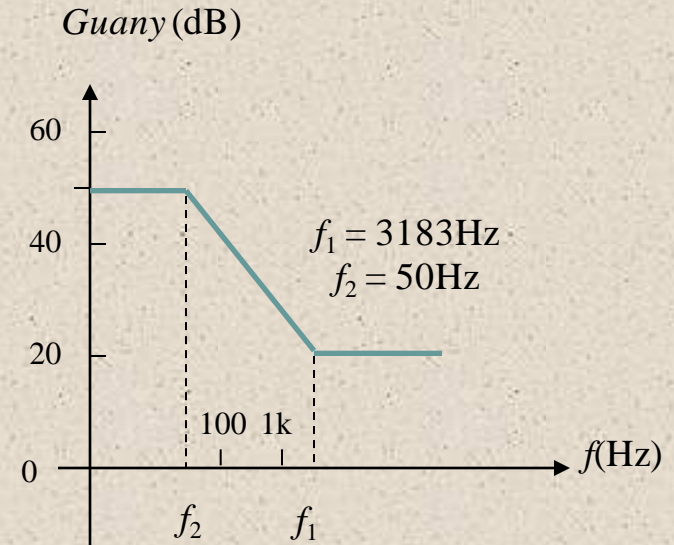
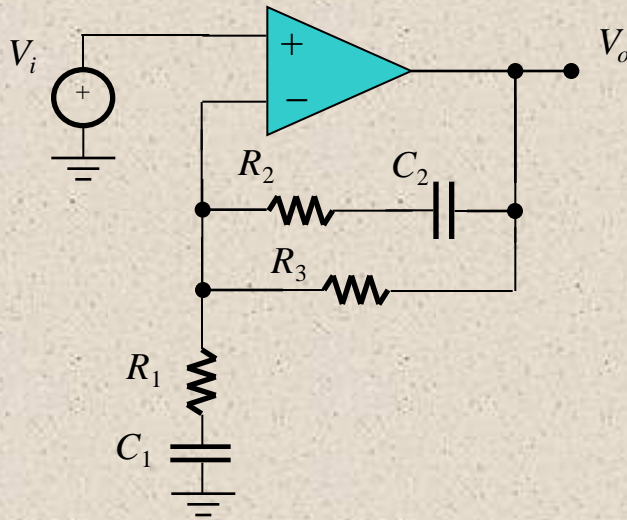


$$H(j\omega) = 1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \frac{1 + s/\omega_1}{(1 + s/\omega_2)(1 + s/\omega_3)}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{(R_2 \parallel R_3)(C_2 + C_3)} \quad \omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2} \quad \omega_3 = \frac{1}{R_3 C_3}$$

Pre-amplificador per reproductors

- Amplificador i equalització d'amplitud segons estàndar NAB (*National Association of Broadcasters*)



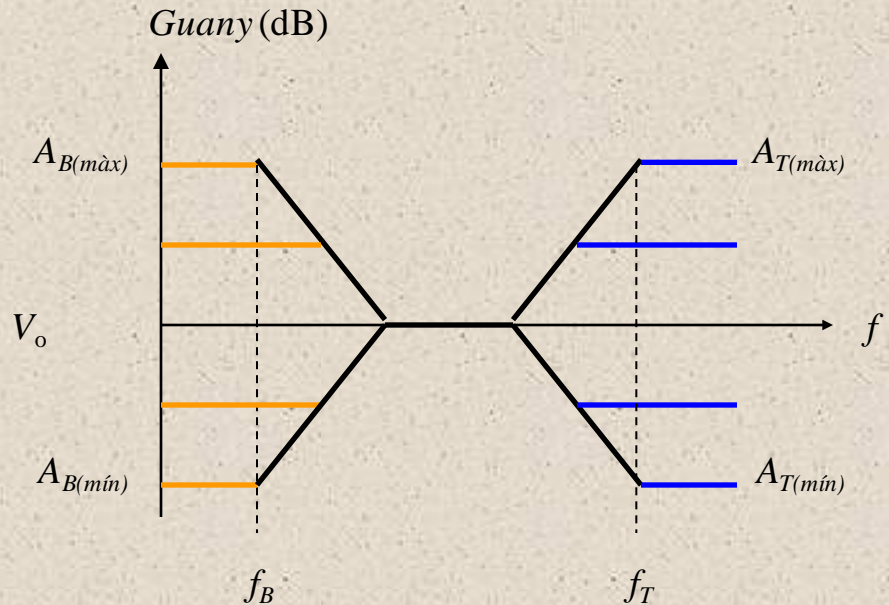
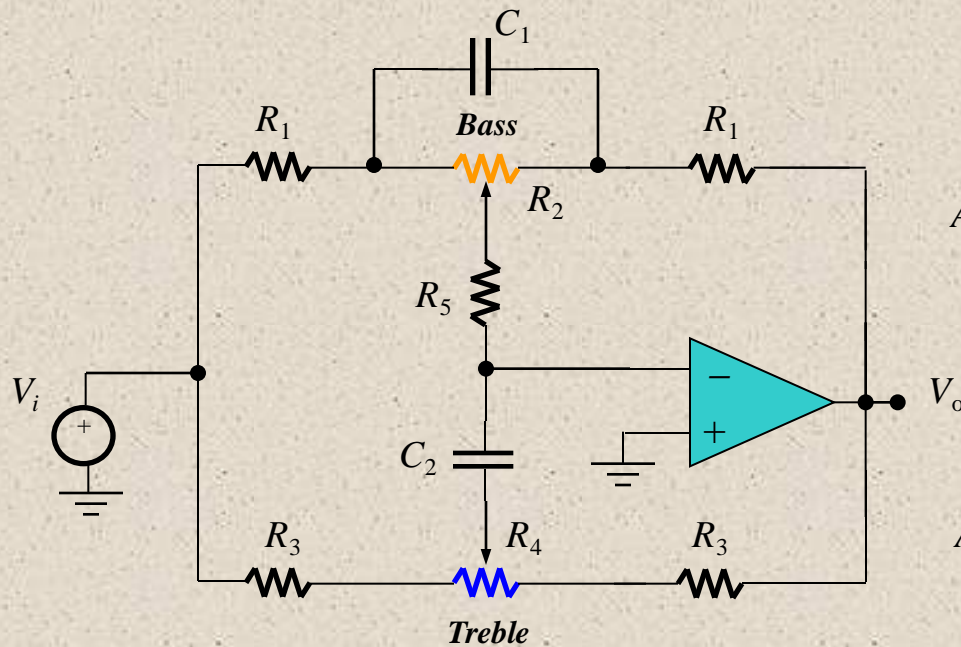
$$H(j\omega) = 1 + \frac{R_3}{R_1} \frac{1 + s/\omega_1}{1 + s/\omega_2}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{R_2 C_2}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{(R_2 + R_3) C_2}$$

Control de to

- Per **amplificació/atenuació** de 'baixos' (*bass*) i 'aguts' (*treble*)



Bass

Treble

Guany

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \leq A_B \leq \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

$$\omega_B = \frac{1}{R_2 C_1}$$

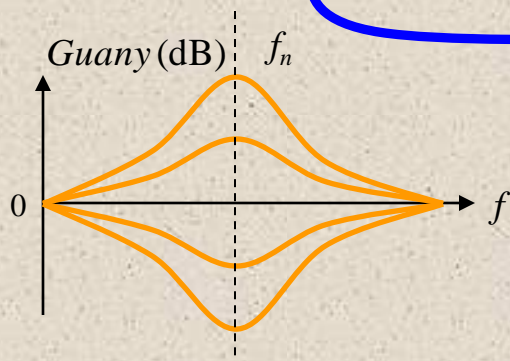
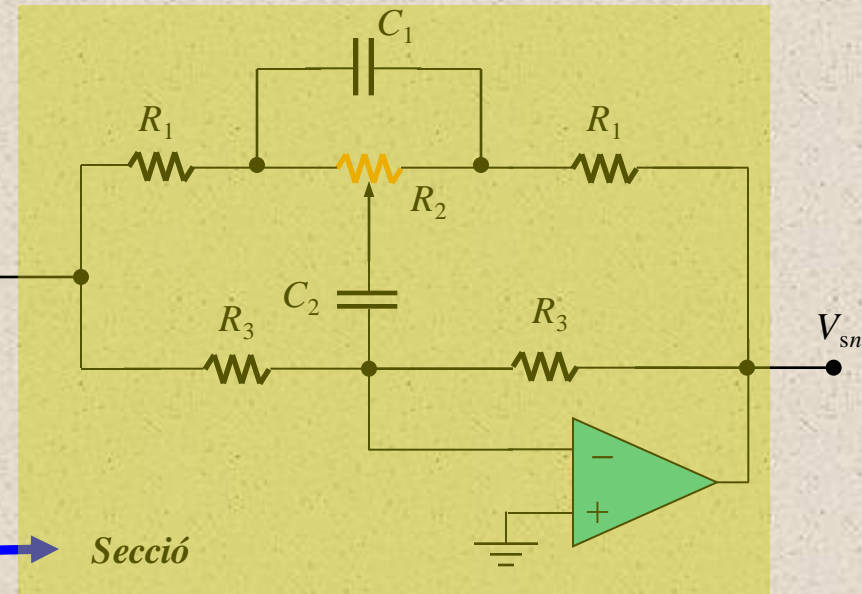
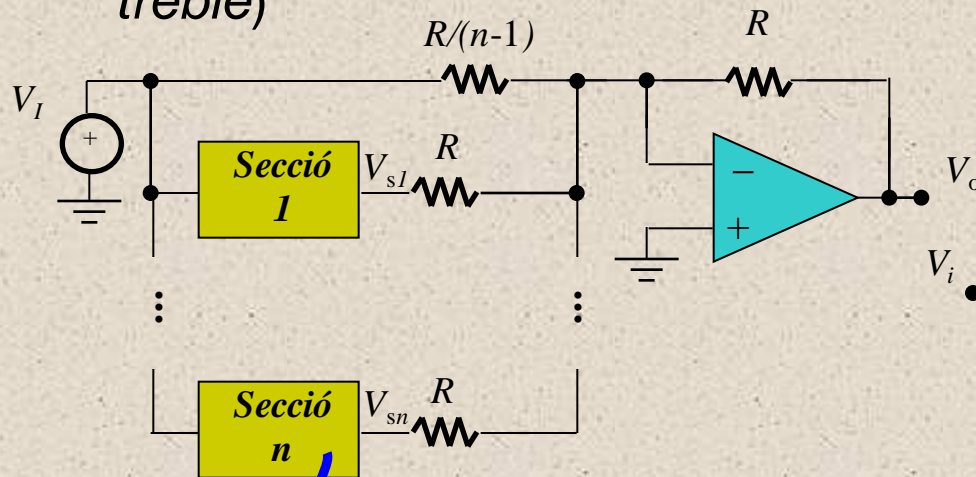
$$\frac{R_3}{R_1 + R_2 + 2R_5} \leq A_T \leq \frac{R_1 + R_2 + 2R_5}{R_3}$$

$$\omega_T = \frac{1}{R_3 C_2}$$

Freqüències de tall

Equalitzador gràfic

- Amplificació/atenuació a **freqüències intermitges** (a més del *bass* i *treble*)



Resposta en una secció

$$\frac{3R_1}{3R_1 + R_2} \leq A_n \leq \frac{3R_1 + R_2}{3R_1}$$

$$\omega_n = \frac{\sqrt{2 + R_2/R_1}}{10R_2C_2}$$

$$R_3 \gg R_1$$

$$R_3 = 10R_2$$

$$C_1 = 10C_2$$



Exercicis amb filtres de 1er. ordre

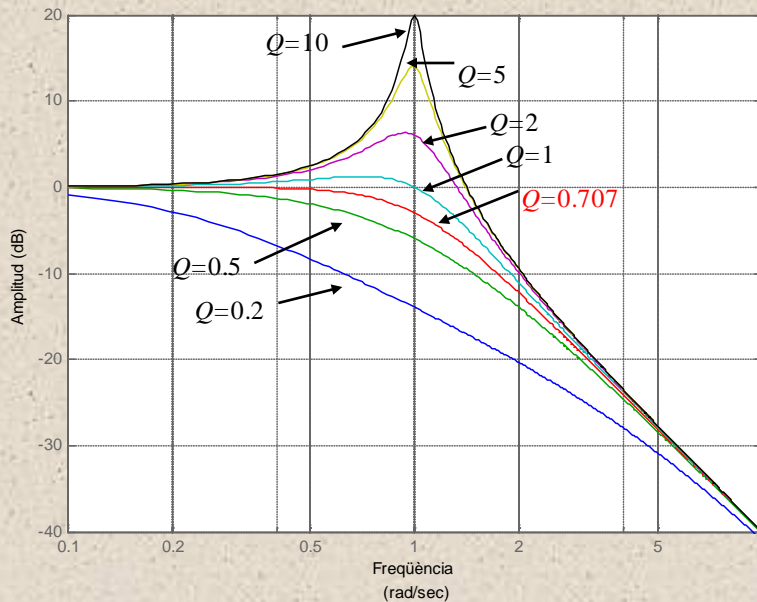
- **Exercici 3.4:** Determineu components en el filtre passa-banda per a un guany de 20dB a la banda d'audio (20Hz-20KHz)
- **Exercici 3.5:** Dissenyeu un pre-amplificador RIAA de 40dB
- **Exercici 3.6:** Dissenyeu un control de bass-treble amb ajustament d'amplitud de 20dB, $f_B = 30\text{Hz}$ i $f_C = 10\text{kHz}$

Funcions estàndar de 2on. ordre

- **Low-pass:** $H_{LP}(s) = H_{0LP} \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 \cdot s + \omega_0^2}$ $H_{LP}(j\omega) = H_{0LP} \frac{1}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + (j\omega/\omega_0)/Q}$
- **High-pass:** $H_{HP}(s) = H_{0HP} \frac{s^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 \cdot s + \omega_0^2}$ $H_{HP}(j\omega) = H_{0HP} \frac{-(\omega/\omega_0)^2}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + (j\omega/\omega_0)/Q}$
- **Band-pass:** $H_{BP}(s) = H_{0BP} \frac{2\xi\omega_0 \cdot s}{s^2 + 2\xi\omega_0 \cdot s + \omega_0^2}$ $H_{BP}(j\omega) = H_{0BP} \frac{(j\omega/\omega_0)/Q}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + (j\omega/\omega_0)/Q}$
- **Notch response:** $H_N(s) = H_{0N} \frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 \cdot s + \omega_0^2}$ $H_N(j\omega) = H_{0N} \frac{1 - (\omega/\omega_0)^2}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + (j\omega/\omega_0)/Q}$
- **All-pass:** $H_{AP}(s) = H_{0AP} \frac{s^2 - 2\xi\omega_0 \cdot s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 \cdot s + \omega_0^2}$ $H_{AP}(j\omega) = H_{0AP} \frac{1 - (\omega/\omega_0)^2 - (j\omega/\omega_0)/Q}{1 - (\omega/\omega_0)^2 + (j\omega/\omega_0)/Q}$
- **Relacions útils:**
 - $H_N = H_{LP} + H_{HP} = 1 - H_{BP}$ $H_{AP} = H_{LP} - H_{BP} + H_{HP} = 1 - 2 \cdot H_{BP}$

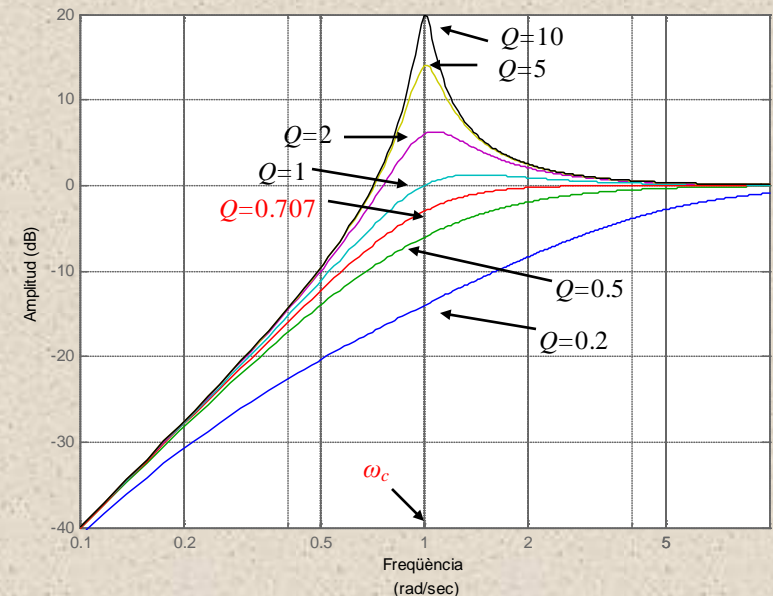
Respostes freqüencials de 2on. ordre

- Low-pass



- High-pass

$$H_0 = 1, \quad \omega_0 = 1$$

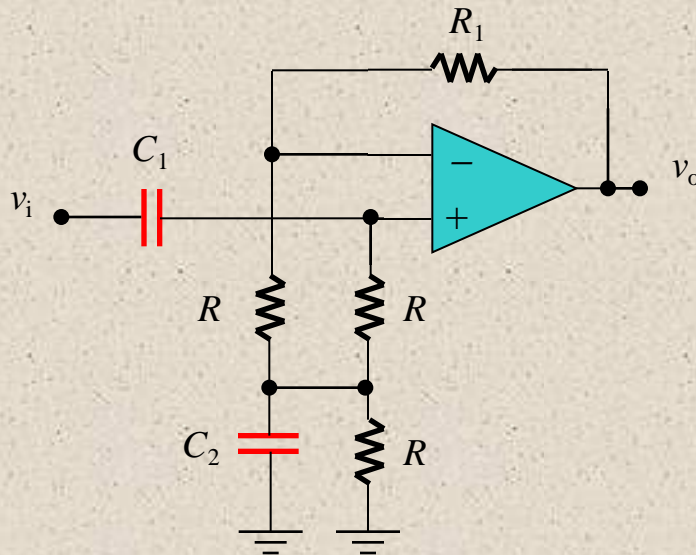


- Resposta plana (o sense esmorteïment) amb $Q_{max} \leq 0.707$ ($0.707 \geq \xi \geq \infty$). En el cas que $Q = 0.707$, $\omega_0 = \omega_c$ és la **freqüència de tall** i $|H_{LP}| = -3\text{dB}$
- Amb esmorteïment ($Q \geq 0.707$ o bé $0 \geq \xi \geq 0.707$):

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \sqrt{1 - 1/2Q^2} \qquad |H_{LP\max, HP\max}| = \frac{Q}{\sqrt{1 - 1/4Q^2}}$$

Exemple:

- **Filtre passa-altes**



- Funció de transferència: $F_L(s)$

$$F_L(s) = 11 \frac{s(s + 0.118)}{s^2 + 10.21s + 1.09}$$

- Valors:

- $R_1 = 1\text{M}\Omega, R = 100\text{k}\Omega$
- $C_1 = 1\mu\text{F}, C_2 = 100\mu\text{F}$

- Dades del polinomi:

$$s^2 + a_1s + a_2 = s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2$$

- **Freqüència de resonància:** ω_0

$$\omega_0^2 = a_2 \rightarrow \omega_0 = \sqrt{a_2} = \mathbf{1.044} \text{ rad/seg}$$

$$f_0 = \mathbf{0.16\text{Hz}} \neq f_c (= 10.10 \text{ rad/seg o } 1.6\text{Hz})$$

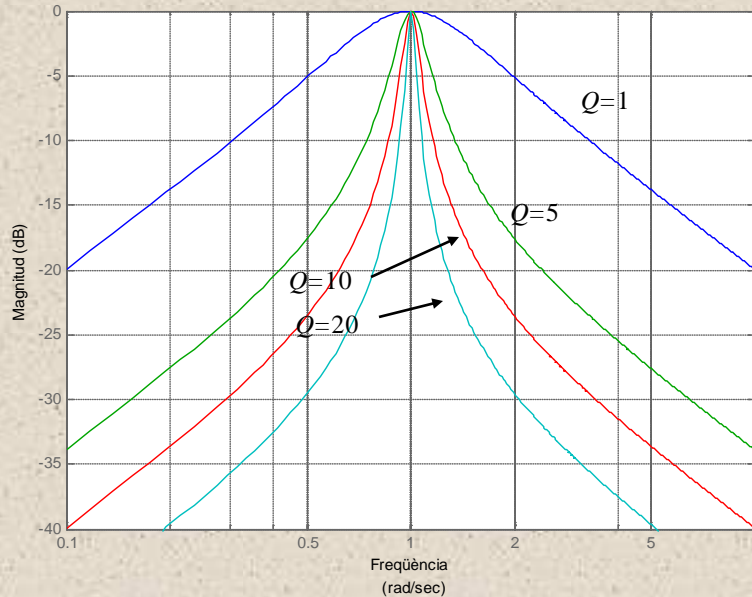
- **Esmorteïment:** ξ

$$\xi = \frac{a_1}{2\omega_0} = \mathbf{4.88 > 0.707} \text{ (No hi ha esmorteïment)}$$

- **Factor de qualitat:** $Q = 1/2\xi = 0.102$ Poc selectiu

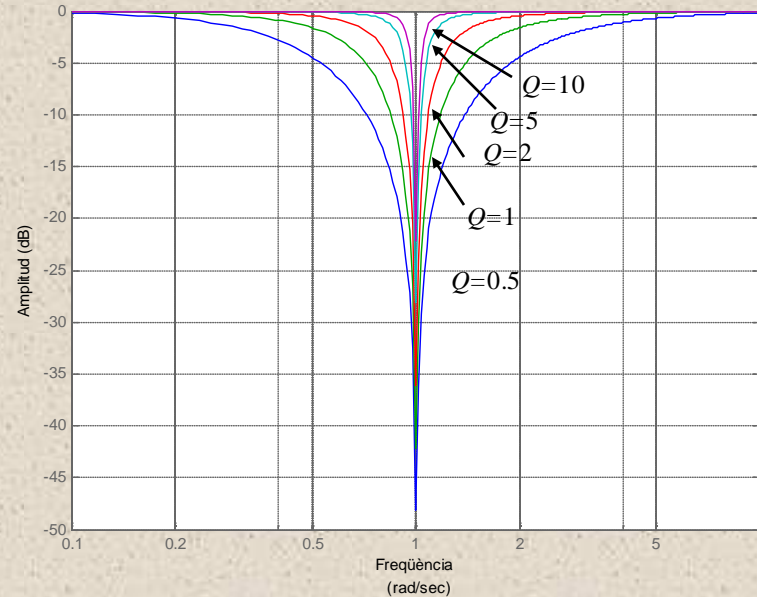
Respostes freqüencials de 2on. ordre (i II)

- Band-pass**



- Notch Response**

$$H_0 = 1, \quad \omega_0 = 1$$



- Selectivitat freqüencial dels filtres. Expressions importants:

$$\omega_L = \omega_0 \left(\sqrt{1 + 1/4Q^2} - 1/2Q \right)$$

$$\omega_H = \omega_0 \left(\sqrt{1 + 1/4Q^2} + 1/2Q \right)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_L \omega_H}$$

$$BW = \omega_H - \omega_L \quad Q = \frac{\omega_0}{BW} = \frac{1}{2\cdot\xi}$$

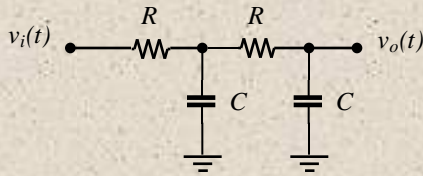
...al laboratori

- Degut a la **falta de precisió** dels components, a la pràctica els paràmetres es desvien dels valors teòrics. S'han de realitzar **mesures** per ajustar-los correctament (amb potenciòmetres!!!)
- **Passa-baixes**
 - Com que $H_{LP}(j\omega_0) = -j \cdot H_{0LP} \cdot Q$, ω_0 es determina localitzant la freqüència on la sortida està desfasada 90° respecte a l'entrada. Llavors: $Q = |H(j\omega_0)| / |H_{0LP}|$
- **Passa-banda**
 - Com $H_{BP}(j\omega_0) = H_{0BP}$, $\angle H_{BP}(j\omega_L) = \angle H_{0BP} - 45^\circ$ i $\angle H_{BP}(j\omega_H) = \angle H_{0BP} - 135^\circ$; a ω_0 la sortida està **en fase** amb l'entrada si $H_{0BP} > 0$, o bé **desplaçada 180°** si $H_{0BP} < 0$. Llavors, ω_L i ω_H es determinen quan la sortida es desplaça **45°** respecte a l'entrada, ω_0 és el **punt mig** de les dues i $Q = \omega_0 / (\omega_H - \omega_L)$
- Consideracions semblants s'apliquen per mesurar els paràmetres de les configuracions *passa-altes* i *Notch* respectivament

Filtres 'kRC' (o Sallen-Key)

- **Xarxes actives de 2on. ordre** que milloren considerablement el factor de qualitat respecte de les passives ($Q > 0.5$)

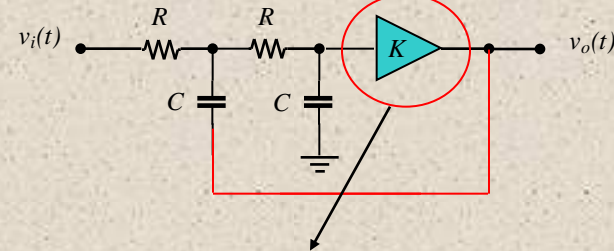
Filtre passiu de 2on. ordre



$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{RCs^2 + 3RC \cdot s + 1}$$

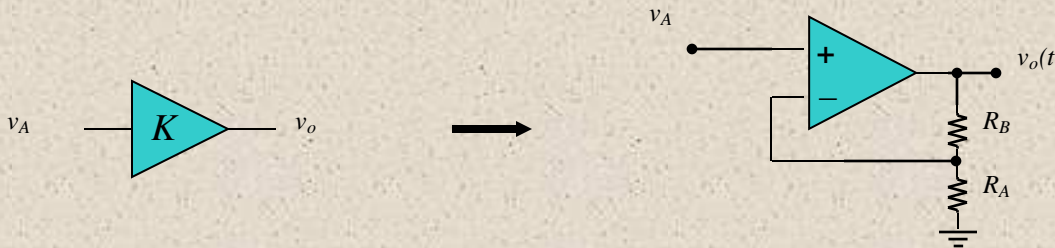
$$Q = 1/3 !!! < 1/2$$

Filtre Sallen-Key



Guany i realimentació positiva controlada per mantenir la magnitud de $v_o(t)$ a $\omega = \omega_0$

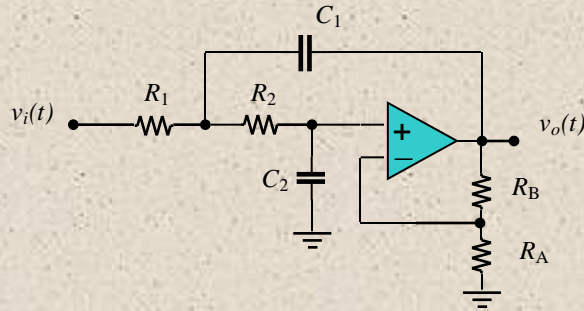
- Blocs RC requereixen de xarxes actives per incrementar el factor de qualitat (Q), p.e: la configuració de **no inversor**



$$K = 1 + \frac{R_B}{R_A}$$

'kRC'. Low-pass i High-pass

Low-pass

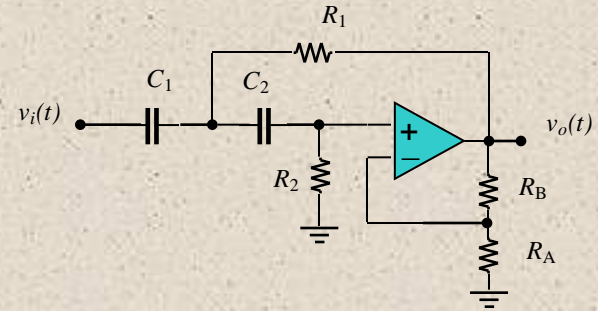


$$H_{LP}(s) = \frac{K}{R_1 C_1 R_2 C_2 s^2 + [(1-K)R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2]s + 1}$$

Guany i freqüència de tall:

$$K = 1 + \frac{R_B}{R_A} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

High-pass



$$H_{HP}(s) = \frac{K \cdot R_1 C_1 R_2 C_2 s^2}{R_1 C_1 R_2 C_2 s^2 + [(1-K)R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2]s + 1}$$

Factor de qualitat

$$Q_{LP} = \frac{1}{(1-K) \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}}$$

$$Q_{HP} = \frac{1}{(1-K) \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}}$$

Filtres kRC. Consideracions...

- **...sobre el disseny**

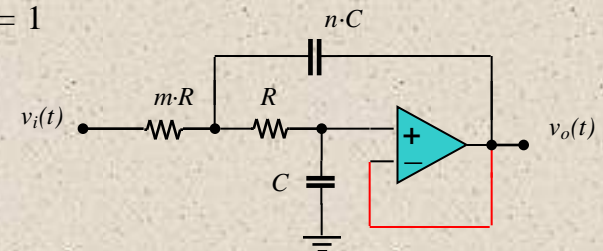
- Només hi ha **3** equacions (H_0 , ω_0 i Q) per dissenyar **5** paràmetres del circuit (K , R_1 , R_2 , C_1 i C_2). És necessari *fixar dos paràmetres* del circuit.
- Dos mètodes de disseny: **Components iguals** i amb **Guany-unitari**

- *Components iguals*

- Si $R_1 = R_2 = R$ i $C_1 = C_2 = C$, llavors: $H_{0LP} = H_{0HP} = K$ $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ $Q = \frac{1}{3-K}$
- Expressions de disseny $RC = \frac{1}{\omega_0}$ $K = 3 - 1/Q$ $R_B = (K - 1)R_A$

- *Amb guany unitari*

- Si $R_2 = R$, $C_2 = C$, $R_1 = m \cdot R$ i $C_1 = n \cdot C$: $K = 1$ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{mn}RC}$ $Q = \frac{\sqrt{mn}}{m+1}$
- Nombre mínim de components i BW del AoP màxim amb $K = 1$
- Q màxima amb $m=1$ (R's del mateix valor)



Filtres kRC. Consideracions (i II)...

- ...sobre el procediment per ajustar els components

- Components iguals:

- 1) Ajustar R_1 per obtenir la ω_0 requerida (altera el valor de Q)
- 2) Ajustar R_B per obtenir la Q requerida (ω_0 no varia. K varia però no afecta al comportament freqüencial del filtre)

- Amb guany unitari:

- 1) Escollir els condensadors amb un 'ratio' $n \geq 4 \cdot Q^2$ ($m=1$).
- 2) Determinar m (i les resistències) mitjançant les expressions:

$$m = k + \sqrt{k^2 - 1} \quad \text{on:} \quad k = \frac{n}{2Q^2} - 1 \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{mnRC}}$$

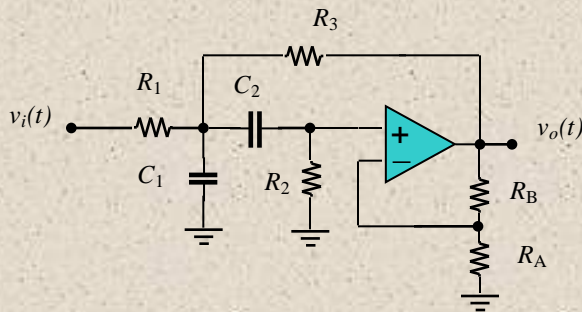
- Inconvenients del disseny

- 1) **Components iguals:** Disseny **sensible** a les toleràncies de R_A i R_B . Per aquesta raó, els filtres kRC s'utilitzen per **$Q < 10$**
- 2) Amb **guany unitari:** Poca flexibilitat per ajustar Q i ω_0 amb comoditat

'kRC'. Band-pass i Notch

Band-pass

- Igualtat-components:** $R_1 = R_2 = R_3 = R$ i $C_1 = C_2 = C$



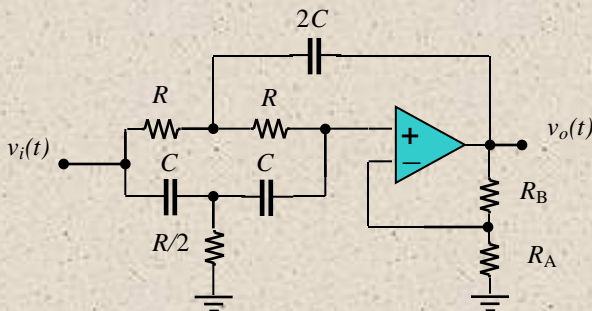
Guany:
$$H_{0BP} = \frac{K}{1 + (1 - K)R_1/R_3 + (1 + C_1/C_2)R_1/R_2} = \frac{K}{4 - K}$$

Freqüència de
ressonància

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{1 + R_1/R_3}}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} = \frac{\sqrt{2}}{RC}$$

$$Q = \frac{\sqrt{1 + R_1/R_3}}{[1 + (1 - K)R_1/R_3] \sqrt{R_2 C_2 / R_1 C_1} + \sqrt{R_1 C_2 / R_2 C_1} + \sqrt{R_1 C_1 / R_2 C_2}} = \frac{\sqrt{2}}{4 - K}$$

Notch Response



Guany:

$$H_{0N} = K$$

Freqüència de
ressonància

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Factor de
qualitat

$$Q = \frac{1}{4 - 2K}$$

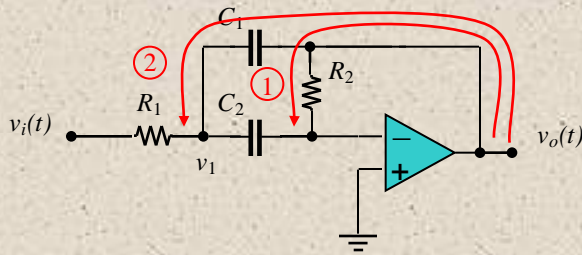
- Mateix procediment de disseny (Igualtat-components) del passa-baixes i passa-altes !!!

Exercicis amb circuits *kRC*

- **Exercici 3.7:** Mitjançant el disseny amb components RC iguals, determineu els valors per a un filtre passa-baixes amb $f_0 = 1\text{kHz}$ i $Q = 5$.
- **Exercici 3.8:** Modifiqueu el mateix circuit de l'exercici 3.7 per un guany de 0dBs
- **Exercici 3.9:** Dissenyeu un filtre passa-baixes de *Butterworth* amb una atenuació de 3dBs a 10kHz. Quan val la sortida $v_o(t)$ si a l'entrada tenim un senyal de la forma $v_i(t) = 10\cos(4\pi 10^4 t - 90^\circ)$ V
- **Exercici 3.10:** Dissenyeu un filtre passa-altes de 2on. ordre amb $f_0 = 200\text{Hz}$ i $Q = 1.5$
- **Exercici 3.11:** Dissenyeu un filtre passa-banda amb $f_0 = 1\text{kHz}$ i $BW = 100\text{Hz}$. Quin és el guany a la freqüència de resonància? Modifiqueu el circuit per a que aquest guany sigui de 20dB
- **Exercici 3.12:** Dissenyeu un filtre Notch amb $f_0 = 60\text{Hz}$ i $BW = 5\text{Hz}$. Quin és el guany a freqüències baixes? I a freqüències altes?

Realimentació múltiple

- Filtres actius amb més d'unllaç de realimentació
- Constitueixen l'altre grup de filtres bàsics, juntament amb els 'kRC'
- Exemple: Filtre **passa-banda**



$$\left. \begin{aligned} v_o &= -s \cdot R_2 C_2 \cdot v_1 \\ \frac{v_i - v_1}{R_1} + \frac{v_o - v_1}{1/s \cdot C_1} &= \frac{v_1}{1/s \cdot C_2} \end{aligned} \right\} \rightarrow H(s) = \frac{-s \cdot R_2 C_2}{R_1 C_1 R_2 C_2 \cdot s^2 + R_1 (C_1 + C_2) s + 1}$$

Guany:

$$H_{0BP} = -\frac{R_2/R_1}{1 + C_1/C_2}$$

Freqüència de ressonància:

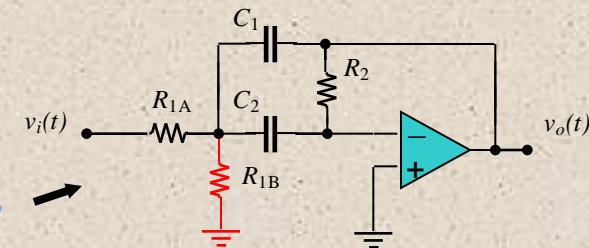
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

Factor de qualitat:

$$Q = \frac{\sqrt{R_2/R_1}}{\sqrt{C_1/C_2} + \sqrt{C_2/C_1}}$$

- Amb $C_1 = C_2 = C$: $H_{0BP} = -2 \cdot Q^2$ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2} C}$ $Q = 0.5 \cdot \sqrt{R_2/R_1}$
- Disseny: $R_1 = 1/2 \cdot \omega_0 Q C$, $R_2 = 2Q/\omega_0 C$

- H_0 augmenta exponencialment amb Q
- Si volem $H_0 < 2 \cdot Q^2$ hem d'incloure una **xarxa d'atenuació**

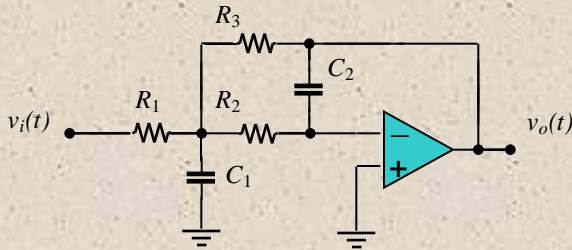


$$R_{1A} = Q/H_0 \omega_0 C$$

$$R_{1B} = R_{1A} / (2Q^2/H_0 - 1)$$

Estructures amb realimentació múltiple

• Passa-baixes



$$H_{0LP} = -\frac{R_3}{R_1} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad Q = \frac{\sqrt{C_1/C_2}}{\sqrt{R_2 R_3/R_1^2} + \sqrt{R_3/R_2} + \sqrt{R_2/R_3}}$$

$$C_1 = n \cdot C_2$$

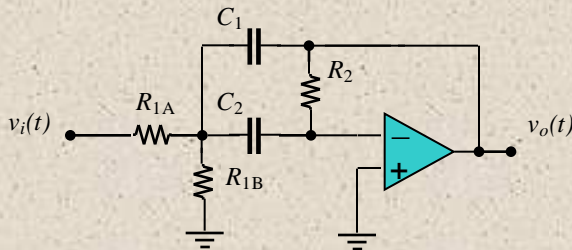
$$n \geq 4Q^2(1 + H_0)$$

$$R_1 = \frac{R_3}{H_0}$$

$$R_2 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot R_3 C_1 C_2}$$

$$R_3 = \frac{1 + \sqrt{1 - 4Q^2(1 + H_0)/n}}{2 \cdot \omega_0 Q C_2}$$

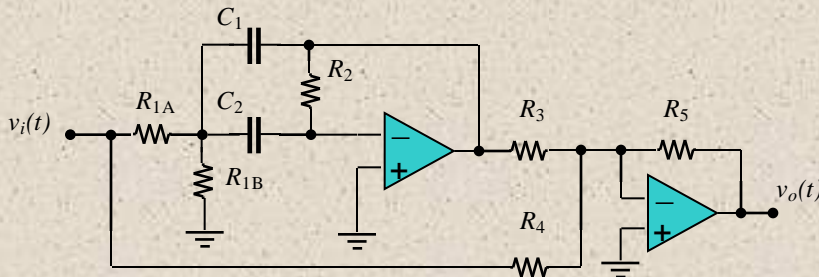
• Passa-banda



$$H_{0BP} = -2 \cdot Q^2 \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C}} \quad Q = 0.5 \cdot \sqrt{R_2/R_1}$$

$$R_2 = 2Q/\omega_0 C \quad R_{1A} = Q/H_0 \omega_0 C \quad R_{1B} = R_{1A}/(2Q^2/H_0 - 1)$$

• Notch



$$H_N = -\frac{R_5}{R_3}(-H_0 H_{BP})V_i - \frac{R_5}{R_4}V_i = -\frac{R_5}{R_4} \left(1 - H_0 \frac{R_4}{R_3} \cdot H_{BP} \right) V_i$$

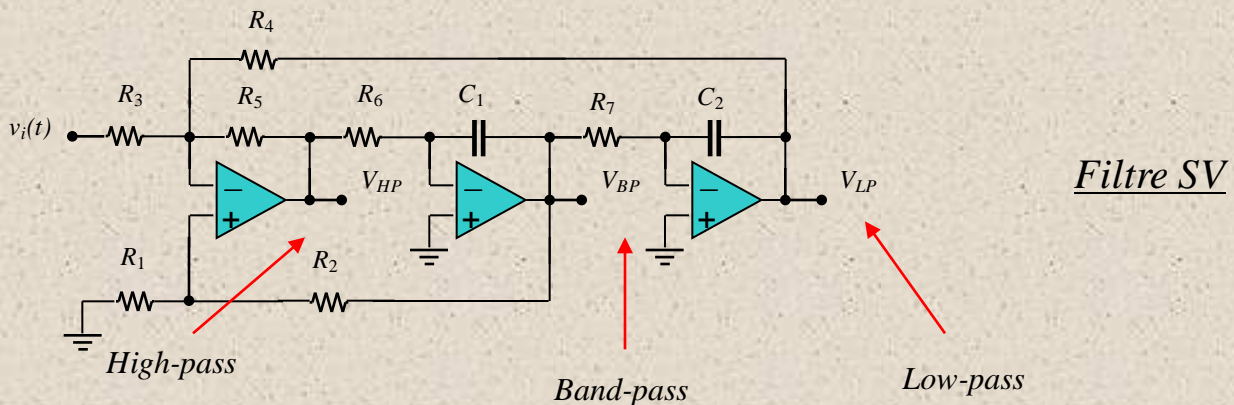
$$H_N = H_{0N}(1 - H_{BP}) \quad \text{si} \quad H_0 \frac{R_4}{R_3} = 1 \quad H_{0N} = -\frac{R_5}{R_4}$$

Exercicis amb realimentació múltiple

- **Exercici 3.13:** Dissenyeu un filtre passa-banda amb $f_0 = 1\text{kHz}$, $Q = 10$ i $H_0 = 20\text{dBs}$
- **Exercici 3.14:** Dissenyeu un filtre passa-baixes amb $f_0 = 10\text{kHz}$, $Q = 4$ i $H_0 = 2\text{V/V}$
- **Exercici 3.15:** Dissenyeu un filtre Notch amb $f_0 = 1\text{kHz}$, $Q = 10$ i $H_0 = 0\text{dBs}$

Filtres SV (State-variable)

- Juntament amb els filtres 'biquad', utilitzen **més d'un operacional** per millorar les prestacions de les estructures de 2on. ordre:
 - Menys sensibilitat a les toleràncies dels components passius
 - Millora el Factor de qualitat comparat amb els filtres kRC ($Q > 10$)
 - Sintonització més senzilla i còmoda, tot i que s'ha de vigilar al escollir els **valors inicials** dels components (consideracions sobre la **idealitat del operacional**)
- **Més d'una resposta** al mateix circuit (**filtres universals**)



Disseny de filtres SV

Inversor

- Igualtat-components:** $R_5 = R_4 = R_3$, $R_6 = R_7 = R$ i $C_1 = C_2 = C$

Guany

$$H_{0BP} = \frac{-R_5}{R_3} = -1, \quad H_{0BP} = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + R_3/R_4 + R_5/R_4} = Q, \quad H_{0LP} = \frac{-R_4}{R_3} = -1,$$

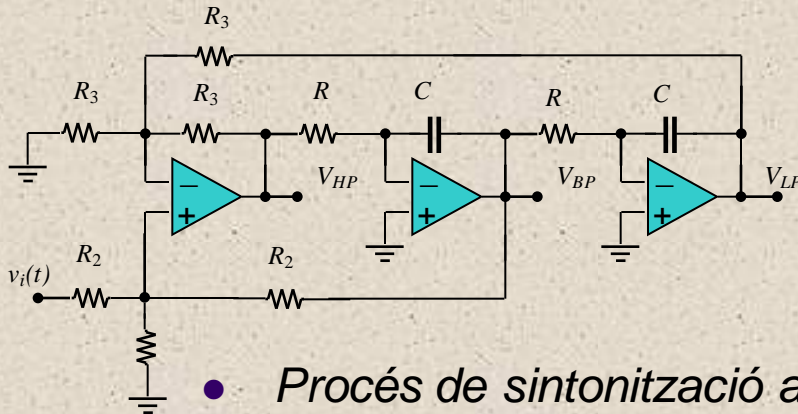
Freqüència de ressonància

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{R_5/R_4}}{\sqrt{R_6 C_1 R_7 C_2}} = \frac{1}{RC}$$

Factor de qualitat

$$Q = \frac{(1 + R_2/R_1) \sqrt{R_5 R_6 C_1 / R_4 R_7 C_2}}{1 + R_5/R_3 + R_5/R_4} = \frac{1}{3} (1 + R_2/R_1)$$

No inversor



$$H_{0BP} = \frac{1}{Q},$$

Freqüència de ressonància

$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Guany:

$$H_{0BP} = -1$$

$$H_{0LP} = \frac{1}{Q}$$

Factor de qualitat

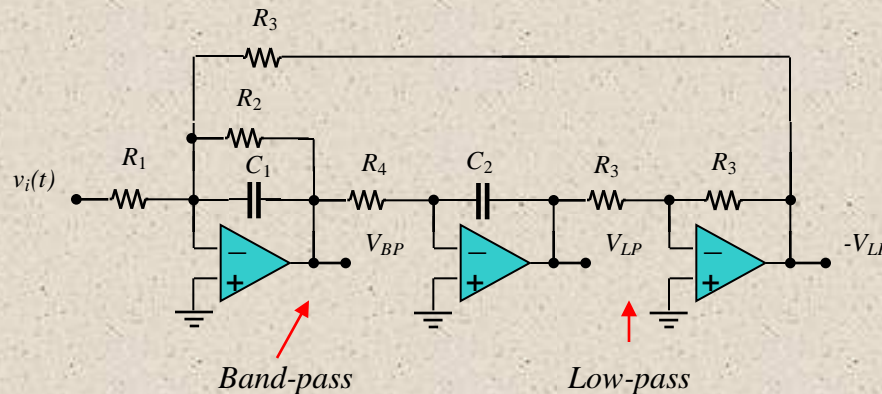
$$Q = 1 + \frac{R_2}{2R_1}$$

- Procés de sintonització al laboratori:**

- 1.- Ajustar R_3 per obtenir H_0 . 2.- Ajustar R_6 (o R_7) per obtenir ω_0 . 2.- Ajustar R_2/R_1 per obtenir Q

Filtres 'Biquad'

- Format per dos integradors (un d'ells pur) + un amplificador inversor de guany unitari
- Dues respostes freqüencials: **passa banda i passa-baixes**



- Si $R_5 = R_4 = R$, i $C_1 = C_2 = C$

Guany:

$$H_{0BP} = \frac{-R_2}{R_1}, H_{0LP} = \frac{R_5}{R_1} = \frac{R}{R_1}$$

Freqüència de ressonància:

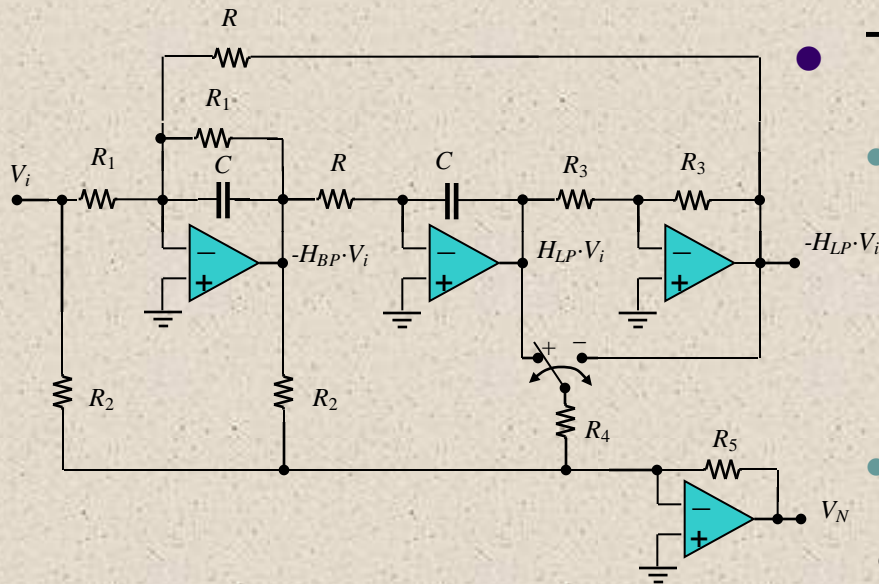
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_4 C_5 R_5 C_2}} = \frac{1}{RC}$$

Factor de qualitat:

$$Q = \frac{R_2 \sqrt{C_1}}{\sqrt{R_4 R_5 C_2}} = \frac{R_2}{R}$$

- Procés de sintonització al laboratori:
 - El mateix que amb **filtres SV**

'Biquad' Notch



Factor de qualitat:

$$Q = \frac{R_1}{R}$$

Freqüència de ressonància:

$$\omega_z = \omega_0 \sqrt{1 \pm R_2 / R_4 Q}$$

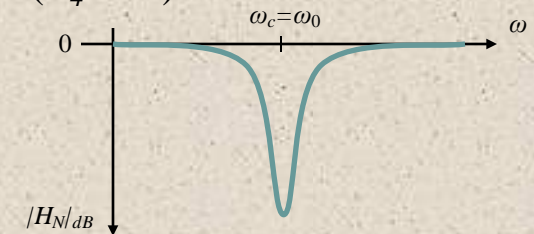
$$\omega_0 = \frac{1}{RC}$$

• Tres casos possibles:

• **Notch Symmetric** ($R_4 = \infty$)

$$\omega_c = \omega_0$$

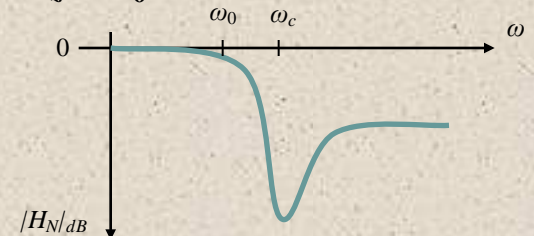
$$H_{0N} = -\frac{R_5}{R_2}$$



• **Low-pass Notch**, $\omega_z > \omega_0$ (Switch a +)

$$\omega_z = \omega_c \sqrt{1 + R_2 / R_4 Q}$$

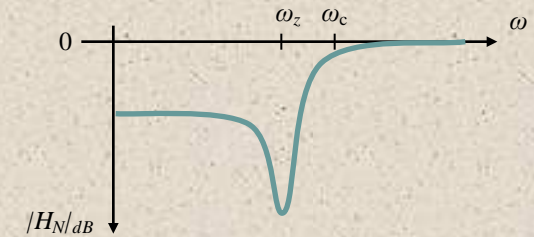
$$H_{0N} = -\frac{R_5 \cdot \omega_z^2}{R_2 \cdot \omega_0^2}$$



• **High-pass Notch** $\omega_z < \omega_0$ (Switch a -)

$$\omega_z = \omega_c \sqrt{1 - R_2 / R_4 Q}$$

$$H_{0N} = -\frac{R_5}{R_2}$$



Sensibilitat del filtre

- Per les **desviacions tèrmiques** dels components passius, interessa conèixer la sensibilitat del filtre

- Anàlisi de sensibilitat:**

$$S_x^y = \frac{\partial y/y}{\partial x/x} = \frac{x}{y} \frac{\partial y}{\partial x} \longrightarrow S_x^y = \frac{\partial y/y}{\partial x/x} = \frac{x}{y} \frac{\partial y}{\partial x} \longrightarrow$$

Propietats:

$$\begin{cases} S_{1/y}^y = S_x^{1/y} = -S_x^y \\ S_x^{y_1 y_2} = S_x^{y_1} + S_x^{y_2} \\ S_x^{y_1/y_2} = S_x^{y_1} - S_x^{y_2} \\ S_x^{x^n} = n \\ S_{x_1}^y = S_{x_2}^y S_{x_1}^{x_2} \end{cases}$$

- Exemple:** filtre kRC passa-baixes

Freqüència de ressonància: $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} = R_1^{-1/2} C_1^{-1/2} R_2^{-1/2} C_2^{-1/2} \longrightarrow S_{R_1}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}$

Factor de qualitat:

$$S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = Q \sqrt{R_2 C_2 / R_1 C_1} - 1/2$$

$$S_K^Q = QK \sqrt{R_1 C_1 / R_2 C_2}$$

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = Q \left(\sqrt{R_2 C_2 / R_1 C_1} + \sqrt{R_1 C_2 / R_2 C_1} \right)$$

$$S_{R_A}^Q = -S_{R_B}^Q = Q(1-K) \sqrt{R_1 C_1 / R_2 C_2}$$

- Igualtat-components**

Augment de sensibilitat amb Q:

$$S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = Q - 1/2, S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = 2Q - 1/2$$

$$S_K^Q = 3Q - 1, S_{R_A}^Q = -S_{R_B}^Q = 1 - 2Q$$

- Guany-Unitari**

$$S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = \frac{1 - R_1/R_2}{2(1 + R_1/R_2)}$$

Menys sensible

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = 1/2$$

Sensibilitat. Comparativa

- **En totes les estructures** $S_{R_1}^{\omega_0} = S_{C_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}$

- **Filtres kRC**

$$S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = Q\sqrt{R_2C_2/R_1C_1} - 1/2$$

$$S_K^Q = QK\sqrt{R_1C_1/R_2C_2}$$

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = Q\left(\sqrt{R_2C_2/R_1C_1} + \sqrt{R_1C_2/R_2C_1}\right)$$

$$S_{R_A}^Q = -S_{R_B}^Q = Q(1-K)\sqrt{R_1C_1/R_2C_2}$$

- **Realimentació múltiple**

- **Passa-banda:** $S_{R_1}^Q = -S_{R_2}^Q = -\frac{1}{2}, S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2}$

- **Passa-baixes:** $|S_{R_1}^Q| < 1, |S_{R_2}^Q| < \frac{1}{2}, |S_{R_3}^Q| < \frac{1}{2}, S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = \frac{1}{2}$

- **Amb més d'un operacional ('Biquad')**

$$S_{R_2}^Q = 1, S_{R_4}^Q = S_{R_5}^Q = -S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = \frac{1}{2}$$

- Els filtres SV tenen sensibilitats semblants

- Els filtres de **realimentació múltiple**, **SV** i **Biquad** són els que ofereixen millor comportament respecte la sensibilitat

Exercicis amb SV i Biquad

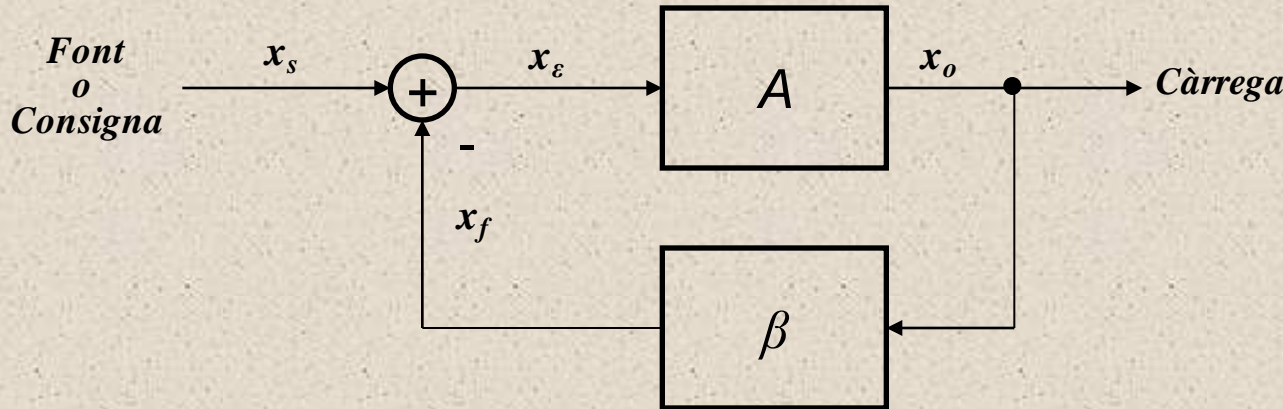
- **Exercici 3.16:** Al filtre SV inversor especifique components per a un filtre passa-banda amb ample BW = 10Hz centrat a 1kHz. Quin és el guany de resonància?
- **Exercici 3.17:** Dissenyeu un filtre Biquad amb $f_0 = 8\text{kHz}$, BW = 200Hz i 20dBs de guany de resonància. Quin és el valor de H_{OLP} ?
- **Exercici 3.18:** Especifiqueu components per la resposta Notch del filtre Biquad per $f_0 = 1\text{kHz}$, $Q = 10$, $f_z = 2\text{kHz}$ i un guany de 0dBs
- **Sensibilitat kRC**
 - **Exercici 3.19:** Investigueu l'efecte d'un 1% de tolerància en tots els components del filtre passa-baixes dels exercicis 3.7 i 3.9

Resum

- **Factors de decisió al escollir l'estructura adequada:**
 - Especificacions: H_0 , ω_0 , ω_c i Q
 - Simplicitat en el disseny i la configuració (sintonització de f_c)
 - Cost
 - Sensibilitat
- **Estructures de 1er. ordre pràcticament en desús.**
- **Les estructures de 2on. ordre són aptes nomès per especificacions poc exigents:** Baixa freqüència, respostes poc selectives i transicions suaus ($Q \leq 10$)
 - L'ús de la realimentació múltiple s'utilitza bastant per la **baixa sensibilitat** que presenten a les toleràncies dels components (R i C)
 - Els SV i 'Biquad', a més, són fàcils de configurar, però incrementa el cost (Preu aproximat d'un filtre universal >15€)

Amplificadors realimentats

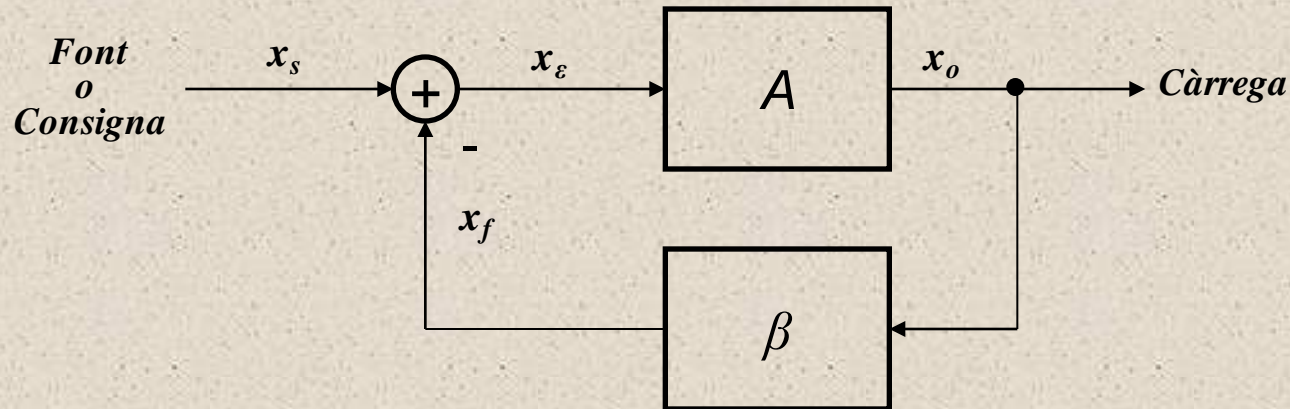
- Conceptes bàsics:



$$A_f = \frac{x_o}{x_s} = \frac{A}{1 + A\beta}$$

- En un amplificador el senyal x pot ser tant una **tensió** com un **corrent** elèctric.
- x_o és el senyal de sortida que també és utilitzada per β per produir una **mostra** de la sortida ($x_f = \beta \cdot x_o$)
- x_e és el **senyal d'error** que es calcula **comparant** el senyal d'entrada x_s amb el senyal de sortida mostrejat x_f . El senyal d'error correspon a l'entrada del amplificador bàsic
- El factor $A\beta$ s'anomena guany de llaç (*loop gain*) i A_f correspon al guany en llaç tancat (*closed-loop gain*)
- Si $A\beta \gg 1$, el guany del circuit realimentat queda determinat per la xarxa β ($A_f \approx 1/\beta$)**

Correcció de linealitat. Sensibilitat



$$x_f = \frac{A\beta}{1 + A\beta} x_s$$

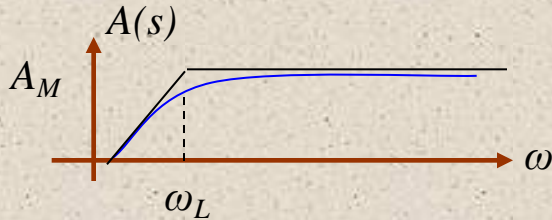
- Si $A\beta \gg 1$, $x_f \approx x_s$ i, per tant $x_e = 0$
- Com que x_f és una mostra de la tensió de sortida, la realimentació té un *efecte corrector* en la sortida.
- Les **no linealitats** presents en A, **desapareixen** amb la realimentació gràcies a una xarxa **β nomès formada per components passius**
- **Menys sensible a les variacions del guany en llaç obert:**

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1 + A\beta} \frac{dA}{A}$$

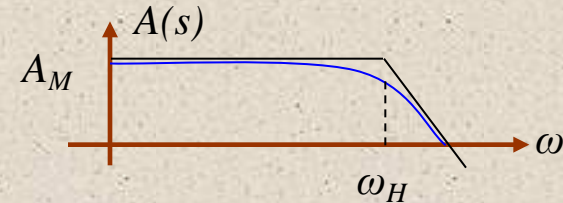
El canvi en A_f degut a variacions en paràmetres del circuit és més petit respecte al canvi que es produeix en A

Extensió del ample de banda (BW)

Baixa freqüència

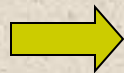


Alta freqüència

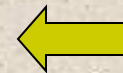


+

$$A_L(s) = A_M \frac{s}{s + \omega_L}$$



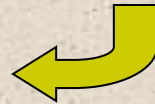
$$A_f(s) = \frac{A(s)}{1 + \beta \cdot A(s)}$$



$$A_H(s) = A_M \frac{\omega_H}{s + \omega_H}$$

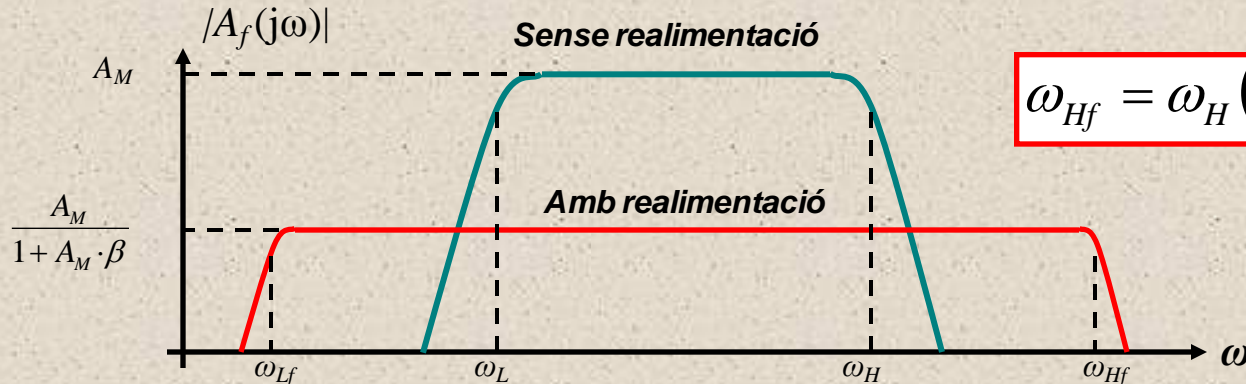
Realimentació

$$A_{Lf}(s) = \frac{A_M}{1 + A_M \cdot \beta} \cdot \frac{s}{s + \frac{\omega_L}{1 + A_M \cdot \beta}}$$



$$A_{Lf}(s) = \frac{A_M}{1 + A_M \cdot \beta} \cdot \frac{\omega_H (1 + A_M \cdot \beta)}{s + \omega_H (1 + A_M \cdot \beta)}$$

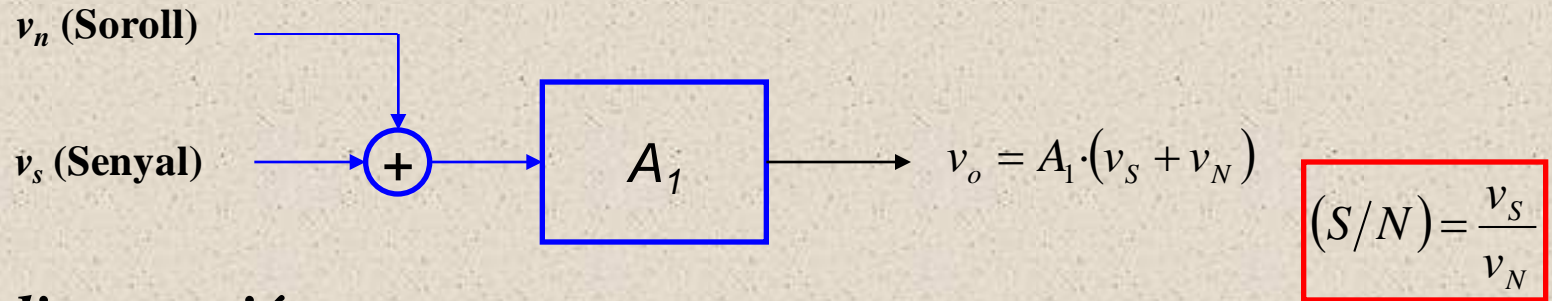
$$\omega_{Lf} = \frac{\omega_L}{1 + A_M \beta}$$



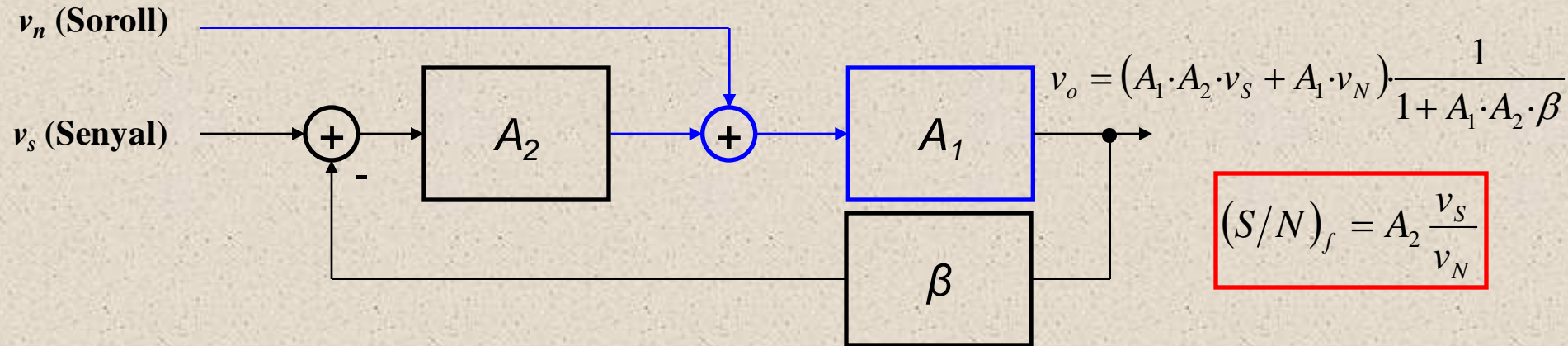
$$\omega_{Hf} = \omega_H (1 + A_M \cdot \beta)$$

Reducció de soroll

Sense realimentació:



Amb realimentació:



- $(S/N)_f > (S/N)^I$

1) Sempre i quan es suposi que A_2 està lliure de soroll

Realimentació – Pros i contres

- **Pros:**

- Millora les **impedàncies** (Z_{in} i Z_{out}) (segons la configuració) i el **guany** A_f (Només cal que el guany (A) en llaç obert sigui el més gran possible)
- **Redueix la distorsió** harmònica (THD) → Augment de la linealitat
- **Millora l'ample de banda (BW) del sistema**
- Guany del sistema (A_f) **més insensible a variacions paramètriques dels dispositius**
- Permet **controlar** la resposta al esgraó → Útil en aplicacions electròniques de control industrial (**TCON**)

- **Contres:**

- El guany del sistema **disminueix** ($A_f < A$)
- Pot causar inestabilitat si **els pols** no es dissenyen cuidadosament
- Impedàncies **sensibles** al guany en llaç obert (segons la configuració)

Anàlisi d'etapes realimentades

- El mètode sistemàtic d'anàlisi de circuits que més s'apropa a la filosofia matemàtica de **diagrama de bloc** és el mètode basat en **QUADRIPOLS**

Definició de quadripol

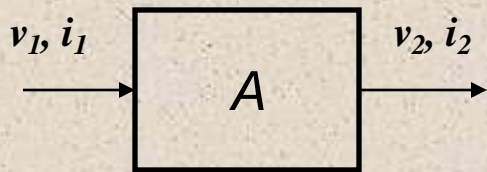
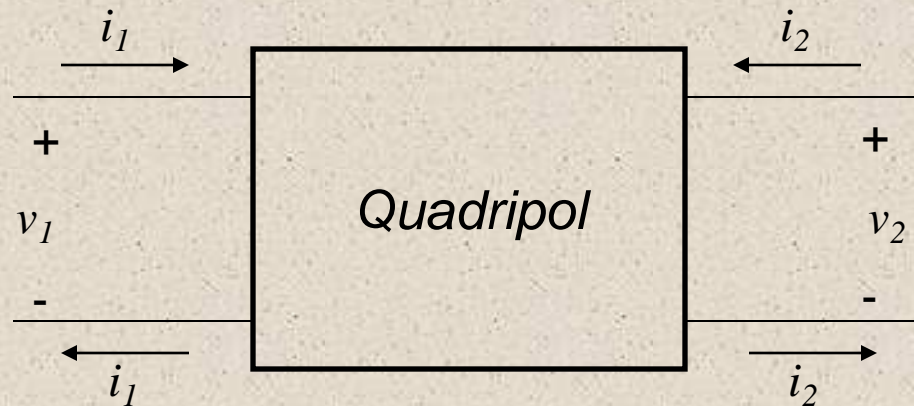
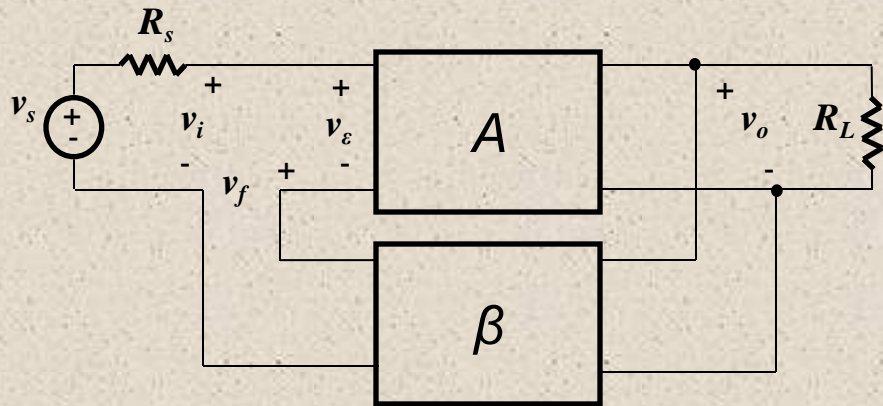


Diagrama de blocs

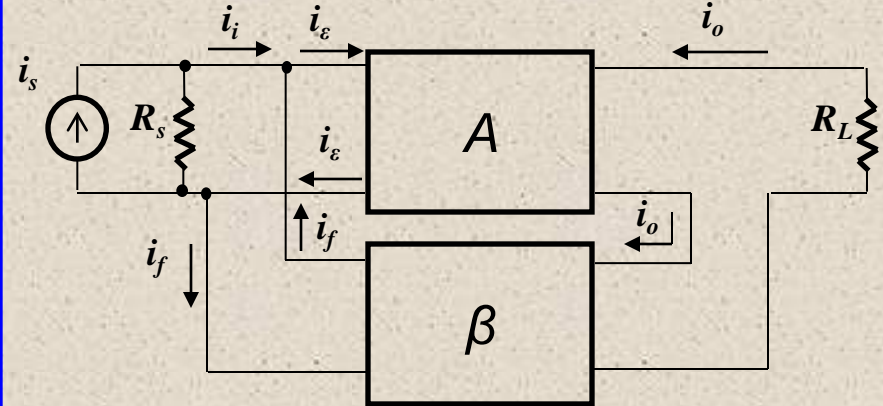


Les quatre topologies bàsiques

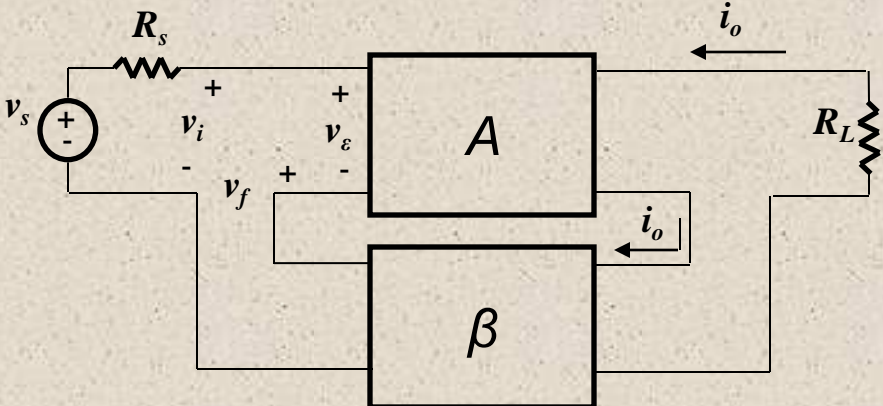
1 *series-shunt*



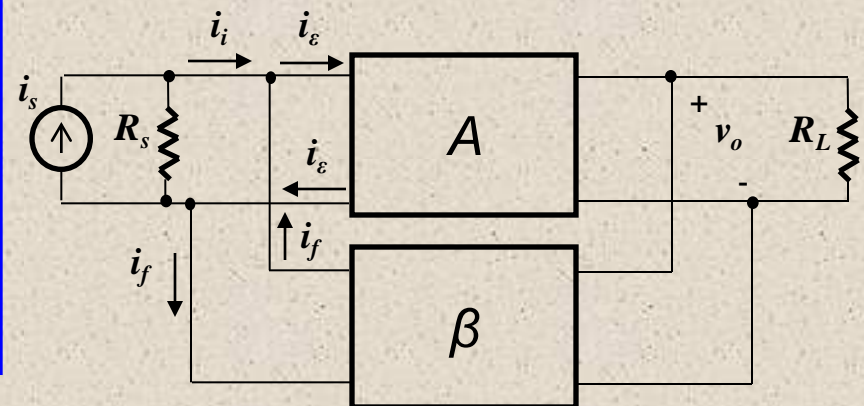
2 *shunt-series*



3 *series-series*



4 *shunt-shunt*



Quadripols A i β (I)

Entrada
(Comparació)

Tensió (sèrie)

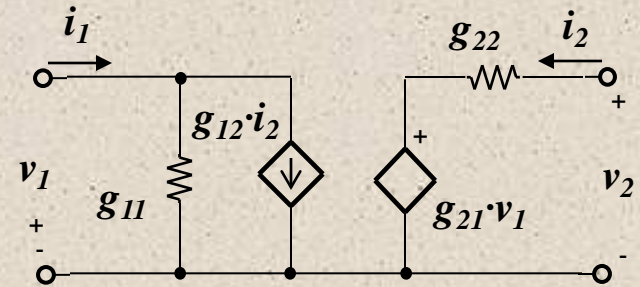
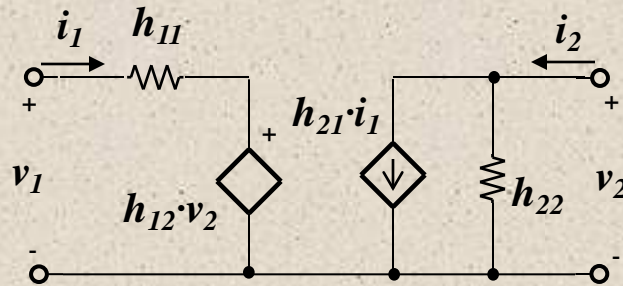
Corrent (shunt)

Sortida
(Mostreig)

Tensió (shunt)

Corrent (sèrie)

Circuit
Equivalent
(A i β)



Tipus
d'amplificador

Tensió V/V

Corrent A/A

Paràmetres

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = [H] \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

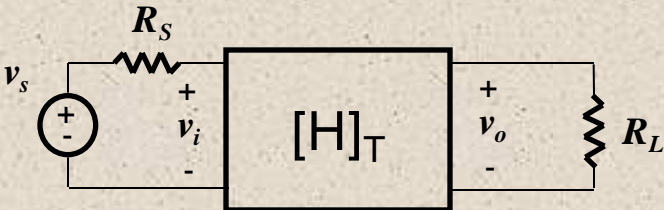
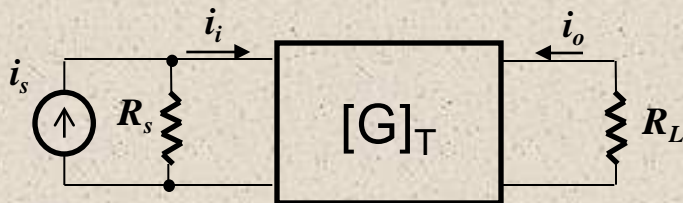
$$\begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = [G] \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

Funcions de
transferència

$$A = \frac{v_o}{v_\varepsilon}, \beta = \frac{v_f}{v_o}, A_f = \frac{v_o}{v_i}$$

$$A = \frac{i_o}{i_\varepsilon}, \beta = \frac{i_f}{i_o}, A_f = \frac{i_o}{i_i}$$

Expressions

Topologia	sèrie-shunt	shunt-sèrie
Esquema	 $[H]_T = [H]_A + [H]_\beta$	 $[G]_T = [G]_A + [G]_\beta$
Guany en realimentació	$A_f = \frac{A}{1-T}$	
Guany de laça	$T = -A\beta$	
Guany	$\frac{v_o}{v_s} = - \frac{h_{21}^T}{(h_{11}^T + R_s)(h_{22}^T + g_L) - h_{21}^T h_{12}^T}$	$\frac{i_o}{i_s} = - \frac{g_{21}^T}{(g_{11}^T + g_s)(g_{22}^T + g_L) - g_{21}^T g_{12}^T}$
Realimentació	$\beta = \frac{h_{21}^T h_{12}^T}{(h_{11}^T + R_s)(h_{22}^T + g_L)}$	$\beta = \frac{g_{21}^T}{(g_{11}^T + g_s)(g_{22}^T + g_L)}$
Impedància d'entrada	$Z_i = Z_{isr} \left(1 - T \Big _{R_s \rightarrow 0} \right)$	$Z_i = \left(\frac{Z_{isr}}{1 - T \Big _{R_s \rightarrow \infty}} \right)$
Impedància de sortida	$Z_o = \left(\frac{Z_{osr}}{1 - T \Big _{R_L \rightarrow \infty}} \right)$	$Z_o = Z_{osr} \left(1 - T \Big _{R_L \rightarrow 0} \right)$

Quadripols A i β (II)

*Entrada
(Comparació)*

Tensió (sèrie)

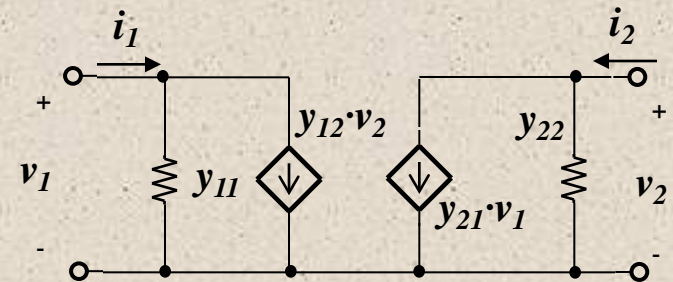
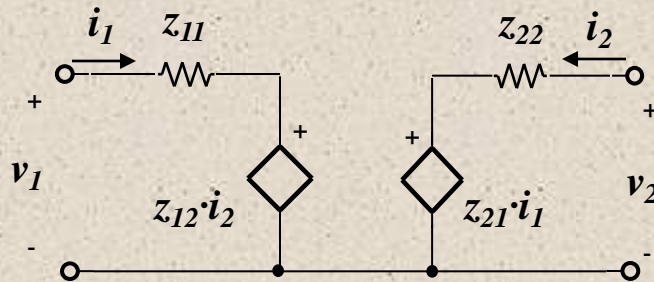
Corrent (shunt)

*Sortida
(Mostreig)*

Corrent (sèrie)

Tensió (shunt)

*Circuit
Equivalent
(A i β)*



*Tipus
d'amplificador*

Transconductància Ω^{-1}

Transresistència Ω

Paràmetres

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = [Z] \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}$$

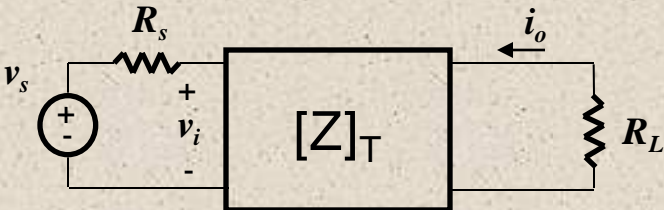
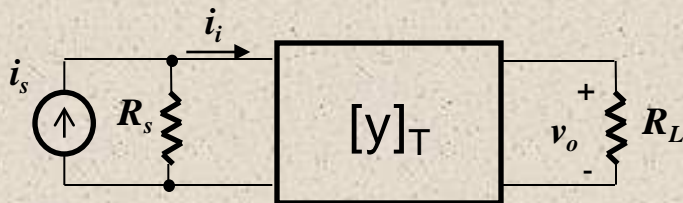
$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = [Y] \cdot \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

*Funcions de
transferència*

$$A = \frac{i_o}{v_\varepsilon}, \beta = \frac{v_f}{i_o}, A_f = \frac{i_o}{v_i}$$

$$A = \frac{v_o}{i_\varepsilon}, \beta = \frac{i_f}{v_o}, A_f = \frac{v_o}{i_i}$$

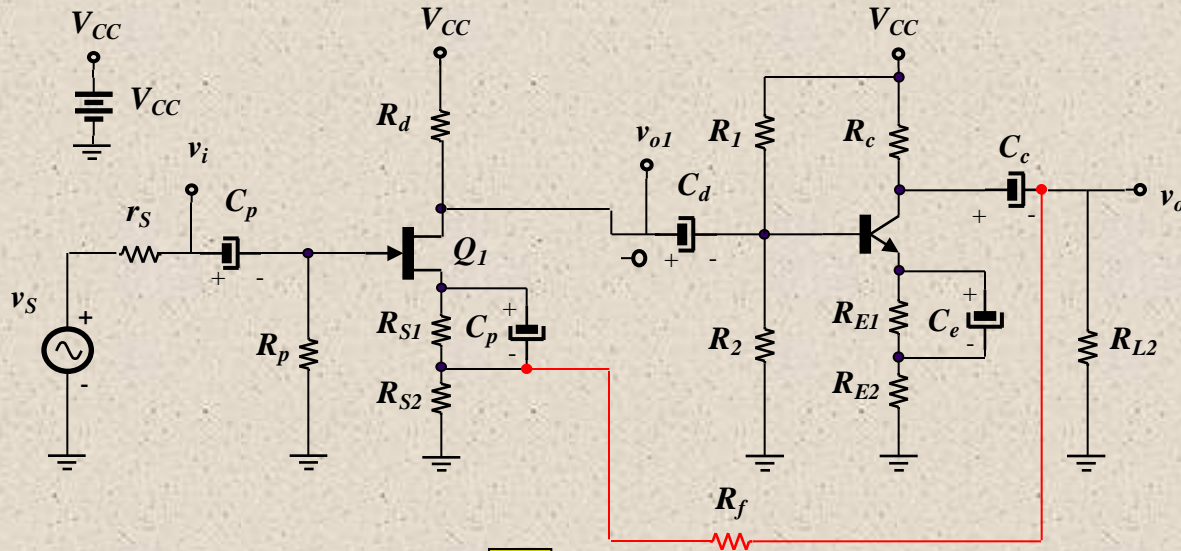
Expressions

Topologia	sèrie-sèrie	shunt-shunt
Esquema	 $[Z]_T = [Z]_A + [Z]_\beta$	 $[Y]_T = [Y]_A + [Y]_\beta$
Guany en realimentació	$A_f = \frac{A}{1-T}$	
Guany de llaç	$T = -A\beta$	
Guany	$\frac{i_o}{v_\varepsilon} = -\frac{z_{21}^T}{(z_{11}^T + R_s)(z_{22}^T + R_L)}$	$\frac{v_o}{i_\varepsilon} = -\frac{y_{21}^T}{(y_{11}^T + g_s)(y_{22}^T + g_L)}$
Realimentació	$\frac{v_o}{i_f} = h_{12}^T \approx h_{12}^\beta (V/V)$	$\frac{i_r}{v_o} = y_{12}^T \approx y_{12}^\beta (A/A)$
Impedància d'entrada	$Z_i = Z_{isr} (1 - T _{R_s \rightarrow 0})$	$Z_i = \left(\frac{Z_{isr}}{1 - T _{R_s \rightarrow \infty}} \right)$
Impedància de sortida	$Z_o = Z_{osr} (1 - T _{R_L \rightarrow 0})$	$Z_o = \left(\frac{Z_{osr}}{1 - T _{R_L \rightarrow \infty}} \right)$

Anàlisi de circuits realimentats

- Per aplicar el mètode sistemàtic de quadripols, **és condició NECESSÀRIA** que les xarxes **A** i **β** compleixin la **definició de quadripol**. En cas contrari s'haurà d'utilitzar un altre mètode d'anàlisi sistemàtic.
- *Pasos a seguir:*
 1. Identificació de la topologia de realimentació i les xarxes **A** i **β** en l'esquema elèctric del circuit en **PETIT SENYAL**
 2. Càlcul de les matrius $[\cdot]_A$ i $[\cdot]_\beta$ *Exemple:*
$$\begin{bmatrix} h_{11}^T & h_{12}^T \\ h_{21}^T & h_{22}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}^A & h_{12}^A \\ h_{21}^A & h_{22}^A \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_{11}^\beta & h_{12}^\beta \\ h_{21}^\beta & h_{22}^\beta \end{bmatrix}$$
 3. Càlcul de $[\cdot]_T$ i substitució dels paràmetres en les expressions equivalents

Realimentació amb dues etapes. 1er pas.



Identificació de topologia:

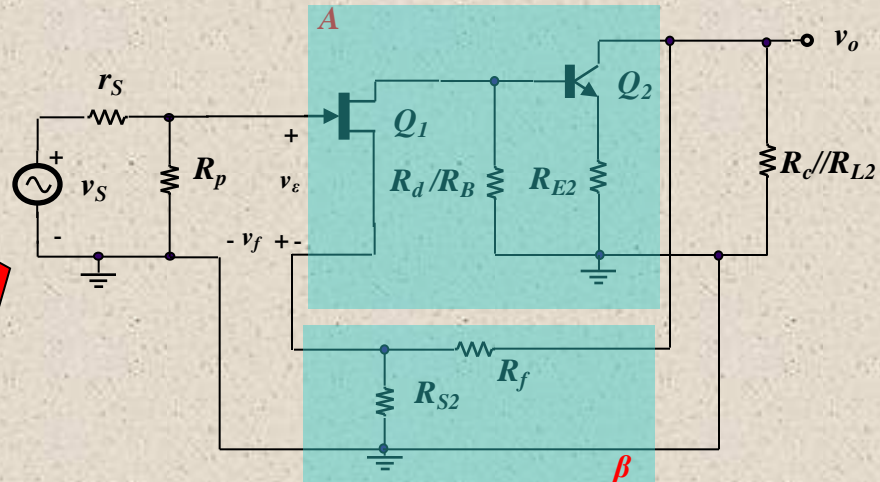
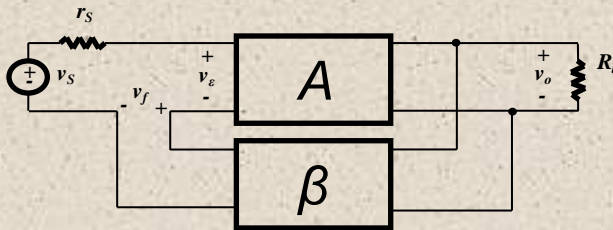
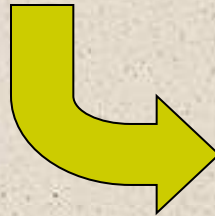
- **Comparació:** **sèrie** (Tensió)
- **Mostreig:** **paral·lel** (Tensió)
- **Paràmetres a utilitzar:** **H[·]**

$$A = \frac{v_o}{v_\varepsilon}, \beta = \frac{v_f}{v_o}, A_f = \frac{v_o}{v_i}$$

$$Z_i = Z_{isr} \left(1 - T \Big|_{R_s \rightarrow 0} \right)$$

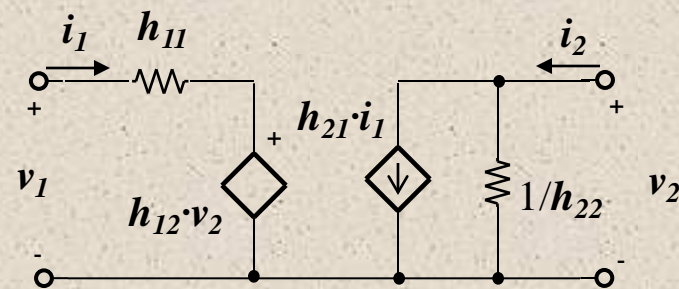
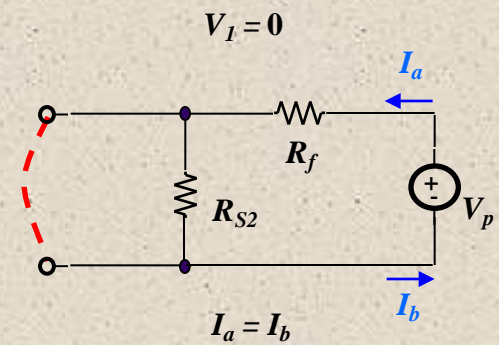
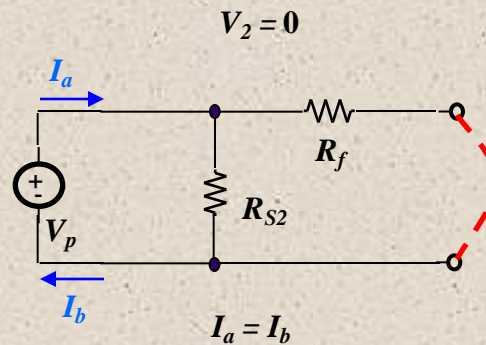
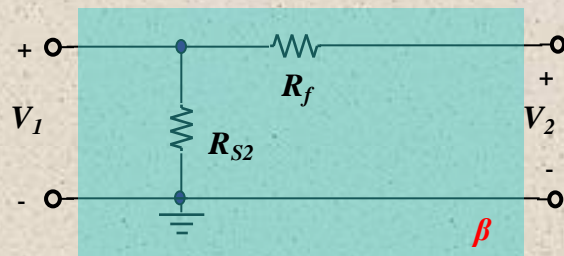
$$Z_o = \left(\frac{Z_{osr}}{1 - T \Big|_{R_L \rightarrow \infty}} \right)$$

*Circuit equivalent
en petit senyal*



Quadripol β

- β és clarament un **quadripol**. Generalment la majoria de les xarxes resistives ho són.



$$\begin{bmatrix} v_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}^\beta & h_{12}^\beta \\ h_{21}^\beta & h_{22}^\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ v_2 \end{bmatrix}$$

$$h_{11}^\beta = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{v_2=0} = R_f // R_{S2}$$

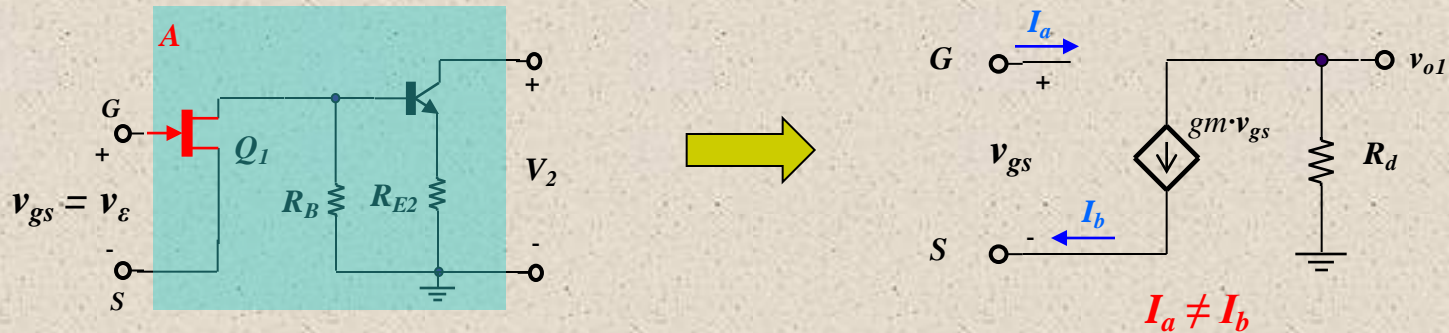
$$h_{21}^\beta = \left. \frac{i_2}{i_1} \right|_{v_2=0} = -\frac{R_{S2}}{R_f + R_{S2}}$$

$$h_{12}^\beta = \left. \frac{v_1}{v_2} \right|_{i_1=0} = \frac{R_{S2}}{R_f + R_{S2}}$$

$$h_{22}^\beta = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{i_1=0} = \frac{1}{R_f + R_{S2}}$$

Anàlisi de la xarxa A

- En aquest cas, la xarxa **A no és quadripol**, degut a que a l'entrada tenim un JFET



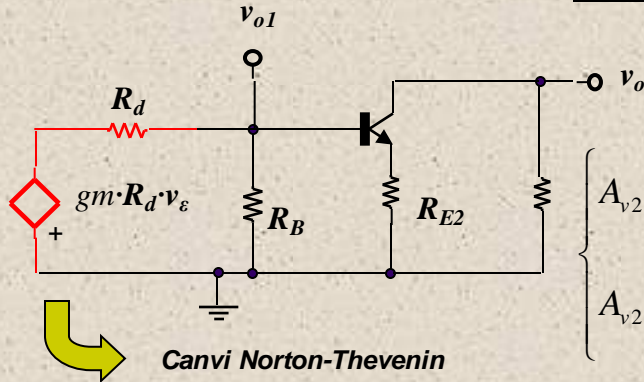
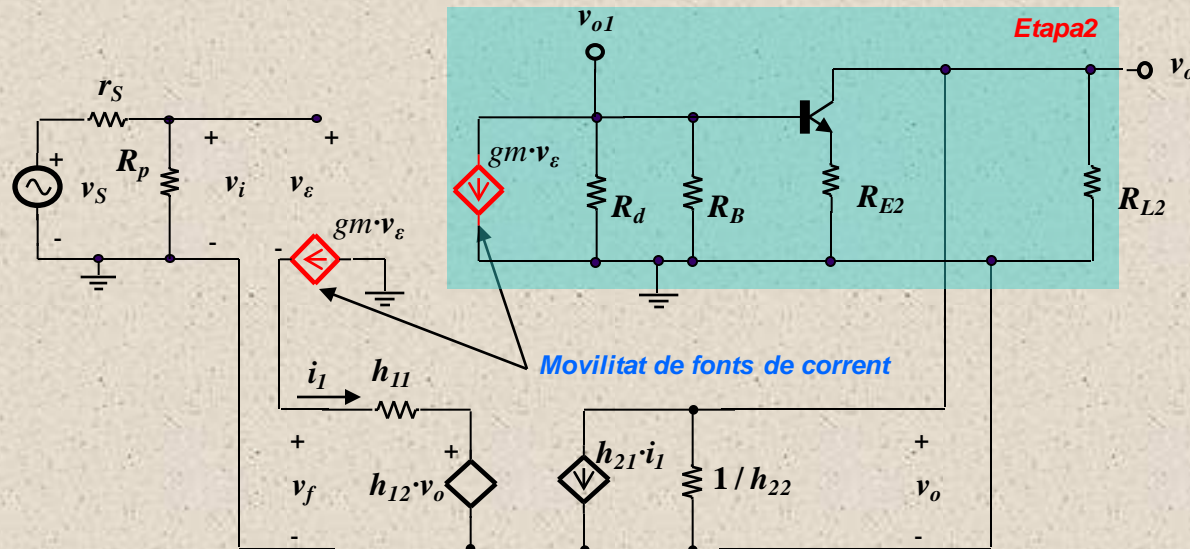
- Calcularem **A indirectament** mitjançant un anàlisi sistemàtic de A_f . Com que:

$$A_f = \frac{v_o}{v_s} = \frac{A}{1 + A\beta}$$

Aquesta expressió ens servirà per equiparar els termes que identifiquen a A i β

Anàlisi sistemàtic de A_f

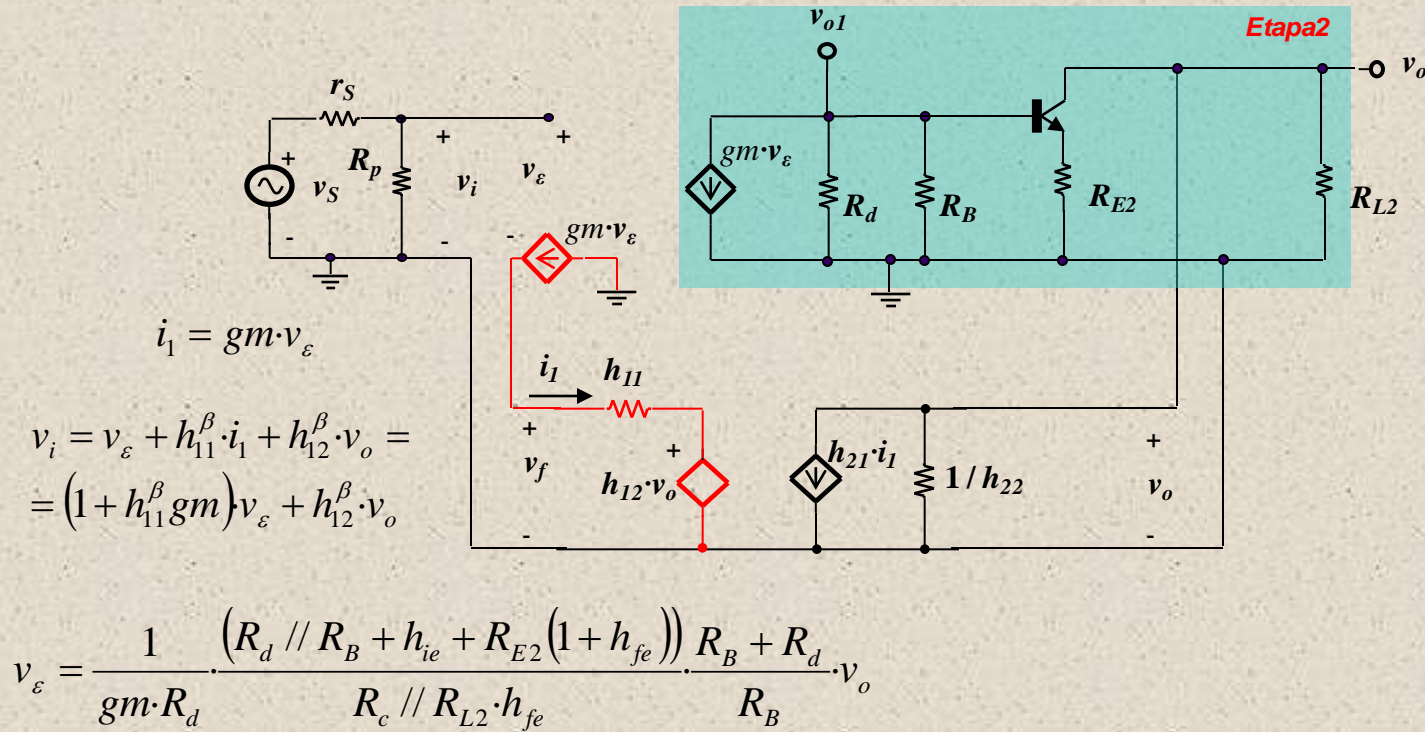
- Aprofitarem els paràmetres calculats de β



$$\begin{cases} A_{v2} = \frac{v_o}{v_{o1}} = -\frac{1}{gm \cdot R_d} \cdot \frac{v_o}{v_\epsilon} \\ A_{v2} = -\frac{R_c // R_{L2} \cdot h_{fe}}{(R_d // R_B + h_{ie} + R_{E2}(1 + h_{fe}))} \cdot \frac{R_B}{(R_d + R_B)} \end{cases}$$

$$\frac{v_o}{v_\epsilon} = \frac{R_c // R_{L2} \cdot h_{fe}}{(R_d // R_B + h_{ie} + R_{E2}(1 + h_{fe}))} \cdot \frac{R_B}{(R_d + R_B)} gm \cdot R_d$$

Anàlisi sistemàtic de A_f (Cont)



$$A_f = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{h_{12} + (1 + h_{11} \cdot gm) \cdot \frac{1}{gm \cdot R_d} \cdot \frac{(R_d // R_B + h_{ie} + R_{E2}(1 + h_{fe})) R_B + R_d}{R_c // R_{L2} \cdot h_{fe}}}$$

Resum de A_f

$$A_f = \frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{h_{12}^\beta + (1 + h_{11}^\beta \cdot gm) \cdot \frac{1}{gm \cdot R_d} \cdot \frac{(R_d // R_B + h_{ie} + R_{E2}(1 + h_{fe})) \cdot R_B + R_d}{R_c // R_{L2} \cdot h_{fe} \cdot R_B}}$$

$$A_f = \frac{A}{1 + A \cdot \beta}$$



$$A_f = \frac{1}{1/A + \beta}$$

$$\beta = h_{12}^\beta$$

$$A = \frac{gm R_d}{(1 + h_{11}^\beta \cdot gm)} \cdot \frac{R_B}{(R_B + R_d)} \cdot \frac{R_c // R_{L2} \cdot h_{fe}}{(R_d // R_B + h_{ie} + R_{E2}(1 + h_{fe}))}$$

$R_{E2} = 0\Omega$. Desensibilització de A respecte a β



Si $A\beta \gg 1$, $A_f \approx 1/\beta$

$$Z_I = Z_{ISR} \left(1 - T \Big|_{r_s \rightarrow 0}\right) = R_p$$

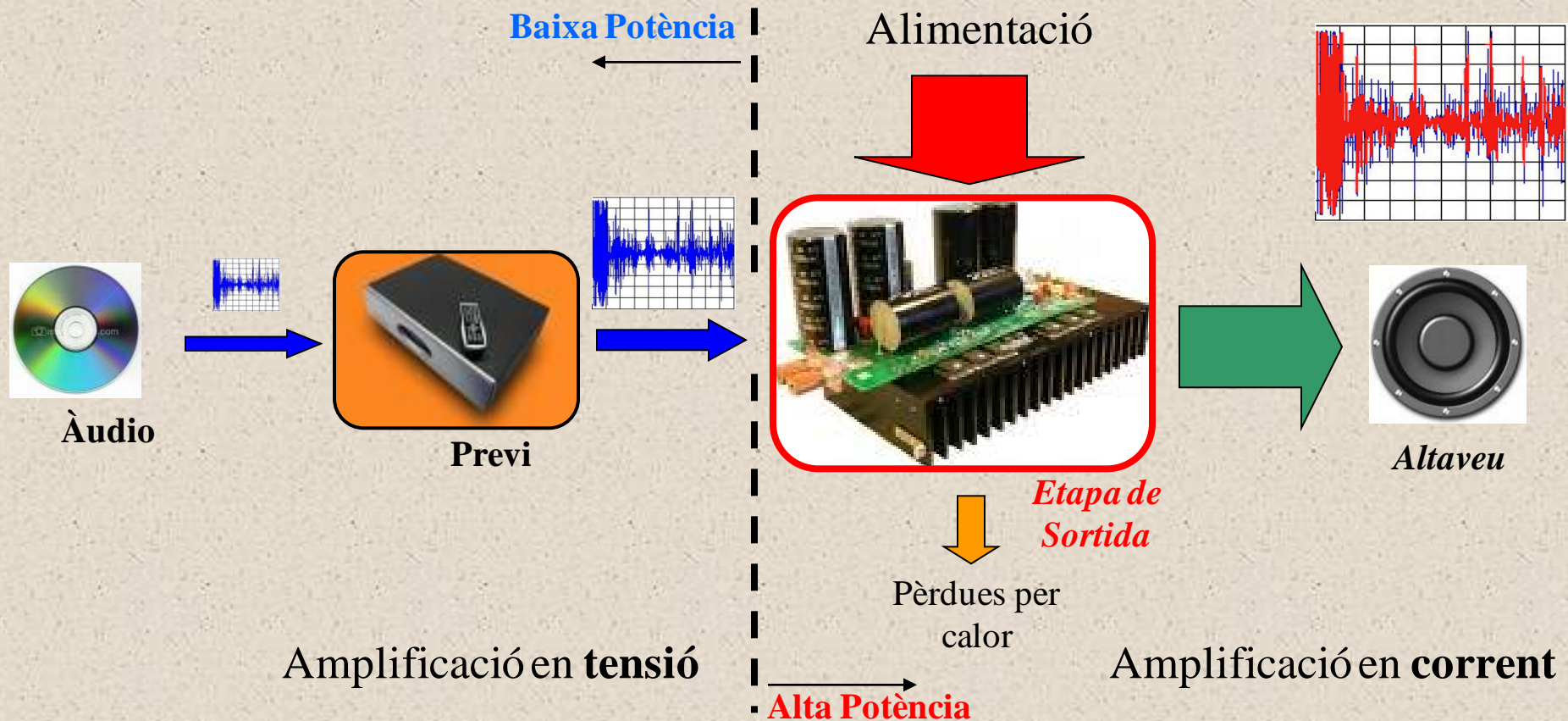
$$Z_o = \left(\frac{Z_{oSR}}{1 - T \Big|_{R_{L2} \rightarrow \infty}} \right) = R_c // (R_f + R_{S2})$$

Objectius

- *Al final d'aquest mòdul:*
 - Adquirireu els **coneixements teòric-pràctics** que us permetran comprendre el funcionament de les etapes de potència
 - Compreneu el paper significant que juguen les etapes de potència, dins dels amplificadors 'multi-etapa', en aplicacions d'àudio
 - Completareu tots els aspectes bàsics que fan referència als **amplificadors d'àudio**

Panorama

- Un **amplificador de potència** simplement és un amplificador amb una **etapa de sortida d'alta potència**



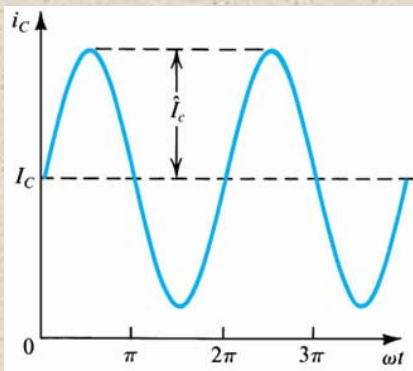
Característiques generals

- La potència de sortida (P_{OUT}) es determina pel seu **valor rms**. “Watts musicals”
- La impendància de sortida ha de ser **petita** i **similar** a la de l'altaveu (Principi de *màxima transferència de potència*)
- Les etapes de sortida **no** treballen en **petit senyal**. Els **models** dels dispositius en petit senyals **no són aplicables**
- La **linealitat** segueix sent una especificació important
- Els transistors de potència **sacrifiquen** guany (h_{FE}) i **impedància** d'entrada per **corrent de col·lector** (i_C)
- Transferència de potència a l'altaveu ha de ser **eficient**. La potència dissipada en el transistor incrementa la temperatura en la unió (T_j) i el pot destruir
- Guany de tensió és **unitari** (Etapes de potència són en **col·lector comú**. **CC**). S'amplifica **corrent** de sortida

Configuracions de sortida

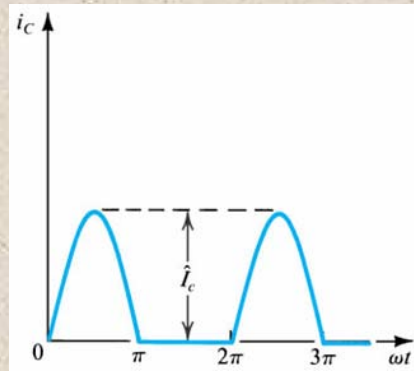
- Les etapes de sortida es classifiquen segons sigui l'interval de conducció del corrent de col·lector (i_c) que resulti al aplicar un senyal d'entrada

Classe **A**



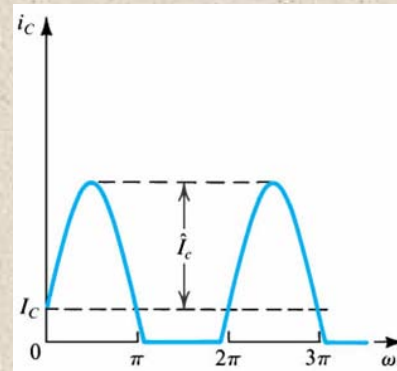
$$\alpha = 360^\circ$$

Classe **B**



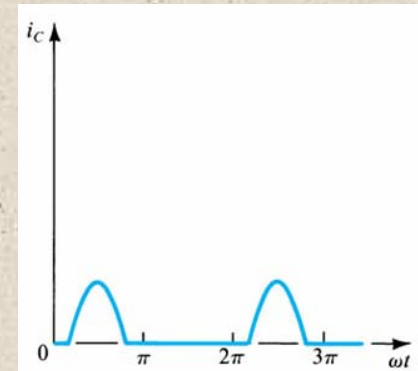
$$\alpha = 180^\circ$$

Classe **AB**



$$180 < \alpha < 360^\circ$$

Classe **C**



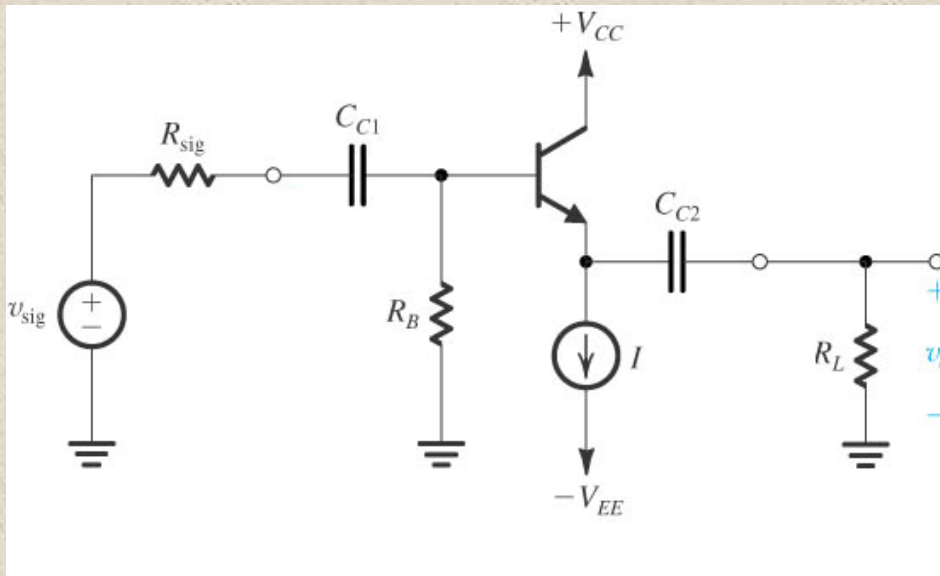
$$\alpha < 180^\circ$$

- La classe **A**, **B** i **AB** s'utilitzen en etapes de sortida d'amplificadors operacionals, dispositius integrats i aplicacions d'àudio. La classe **C** s'utilitzen com amplificadors de RF i, per tant, no s'estudiaran
- Les configuracions **CC**, **EC** i **BC** estan dintre de la categoria A

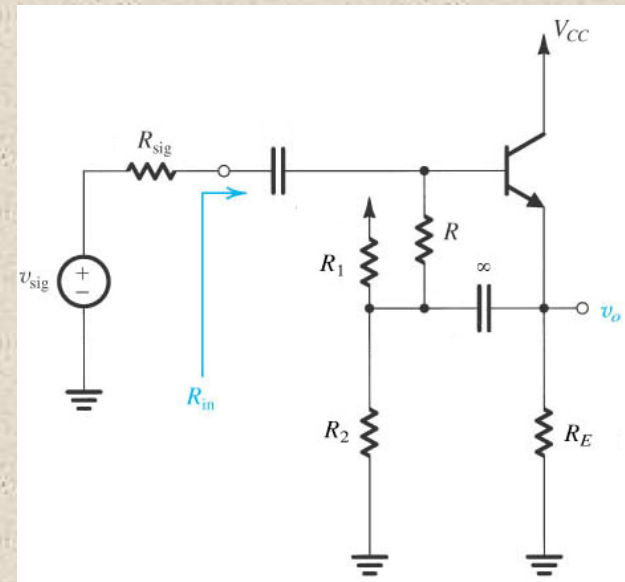
Classe A

- La configuració més habitual és el **seguidor d'emissor**. El **colector comú** s'utilitza a vegades si la potència requerida no és massa elevada

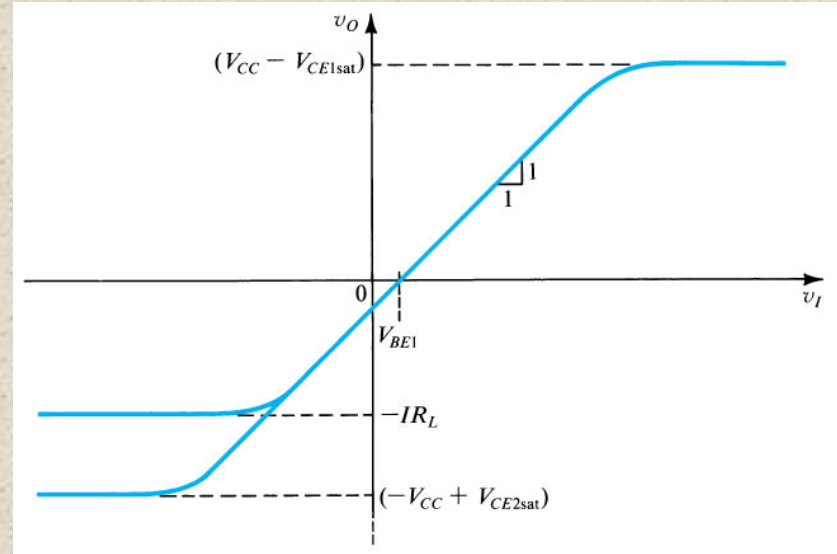
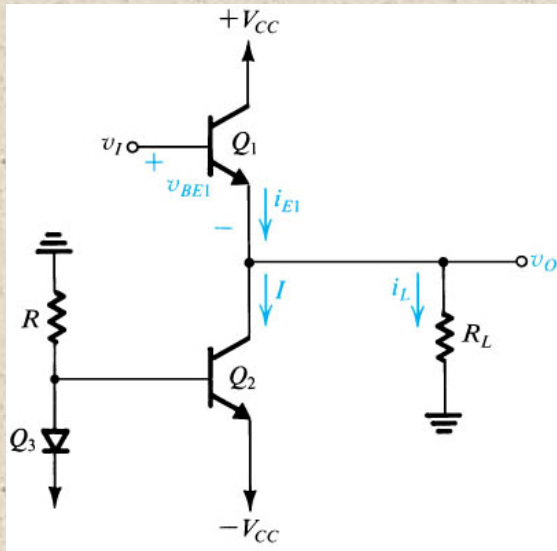
Seguidor d'emissor



Colector Comú



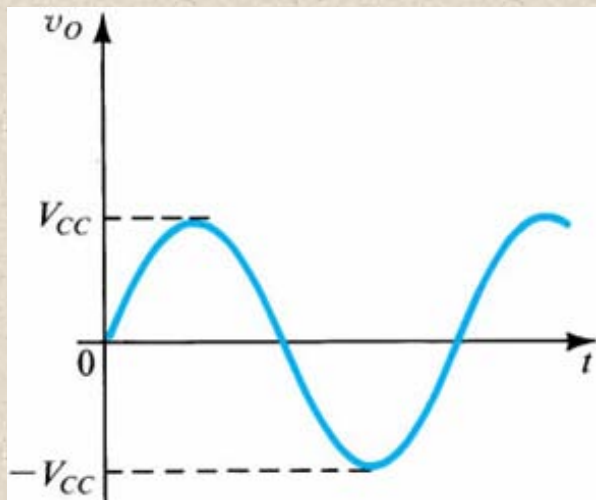
Funció de transferència



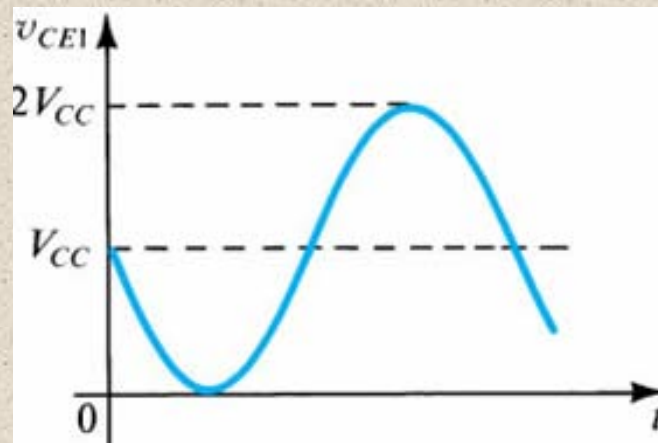
- Seguidor d'emissor format per Q_1 que es polaritza mitjançant Q_2 .
- En el semicicle **positiu**: $v_O = v_I - v_{BE}$, $v_{O\max} = V_{CC} - V_{CE1sat}$
- En el semicicle **negatiu**, el límit per la **saturació de Q_2** : $v_{O\min} = -V_{CC} + V_{CE2sat}$
però per això s'ha de complir que: $I \geq \frac{|-V_{CC} + V_{CE2sat}|}{R_L}$. En cas contrari, el límit negatiu el determina el **tall de Q_1** : $v_{O\min} = -I \cdot R_L$

Formes d'ona

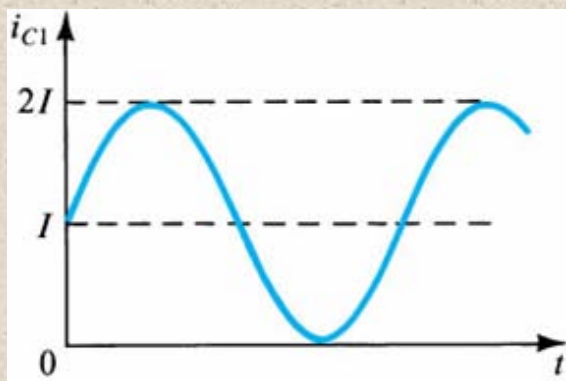
Tensió de sortida



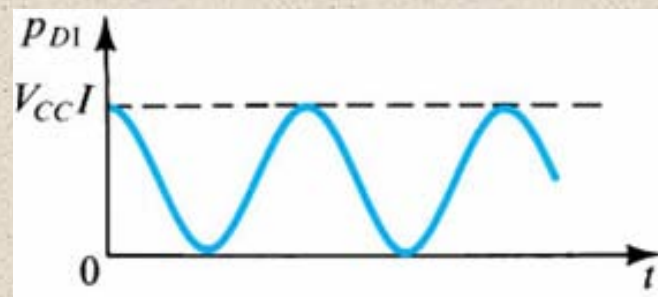
Tensió col·lector emissor



Corrent de col·lector Q_1



Potència dissipada Q_1



Formes d'ona (cont)

- **Consideracions:**

- V_{CEsat} és pràcticament negligible en etapes de potència ja que:
 - $V_{CC} \gg V_{CEsat}$
- v_O pot variar aproximadament un rang doble a V_{CC} (De $-V_{CC}$ a $+V_{CC}$)
- El corrent I determina el corrent de consum proporcionada per la font primaria de potència
 - $I_{CC} = I$
- La dissipació de potència instantànea ve determinat per:
 - $p_{DI} = v_{CEI} \cdot i_{CI}$

Dissipació de potència BJT

- Q_1 dissipa la **màxima potència** instantànea ($V_{CC} \cdot I$) quan $v_O = 0$
- La potència en Q_1 depèn de R_L
 - Si $R_L \rightarrow \infty$:
 - El corrent $i_{C1} = I$ (ct) i la dissipació instantànea depèn de v_O .
 - El valor màxim succeeix quan $v_O = -V_{CC}$ on v_{CE1} és màxima ($v_{CE1} = 2 \cdot V_{CC}$)
 - **$P_{D1màx} = 2 \cdot V_{CC} \cdot I$**
 - Si $R_L \rightarrow 0$ (Condicció de **curt-circuit**)
 - Una tensió positiva de v_I provocarà un corrent elevat en R_L
 - L'augment de dissipació en Q_1 incrementa la temperatura en la unió (T_J) i pot **destruir** el transistor

Eficiència energètica

- Definicions:

Rendiment:

$$\eta = \frac{P_L}{P_S}$$

Potència de Sortida:

$$P_L = V_{Lrms} \cdot I_{Lrms}$$

- V_{Lrms} .- Tensió de sortida eficaç:

$$V_{Lrms} = \frac{\hat{V}_L}{\sqrt{2}}$$

- I_{Lrms} .- Corrent de sortida eficaç

- P_L .- Potència de càrrega

→

$$P_L = V_{Lrms} \cdot I_{Lrms} = \frac{1}{2} \hat{V}_L \cdot \hat{I}_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_L^2}{R_L}$$

- P_S .- Potència d'alimentació

→

$$P_S = 2 \cdot V_{CC} \cdot I$$

- Rendiment en la classe A

$$\eta = \frac{P_L}{P_S} = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_L^2}{R_L} \frac{1}{2 \cdot V_{CC} \cdot I} = \frac{1}{4} \left(\frac{\hat{V}_L}{I \cdot R_L} \right) \left(\frac{\hat{V}_L}{V_{CC}} \right)$$

- Rendiment màxim

→

$$\hat{V}_L = V_{CC} = I \cdot R_L$$

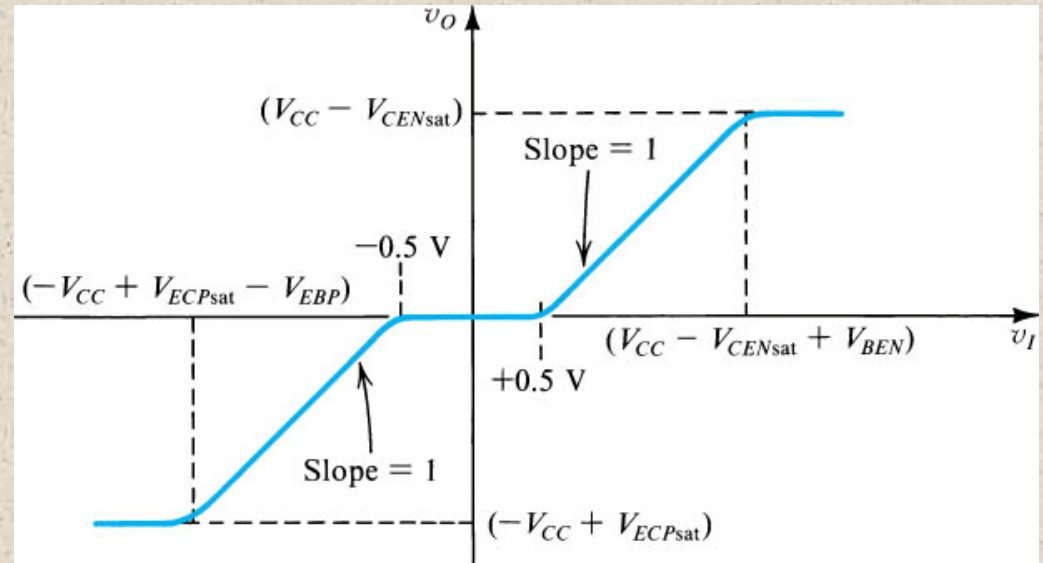
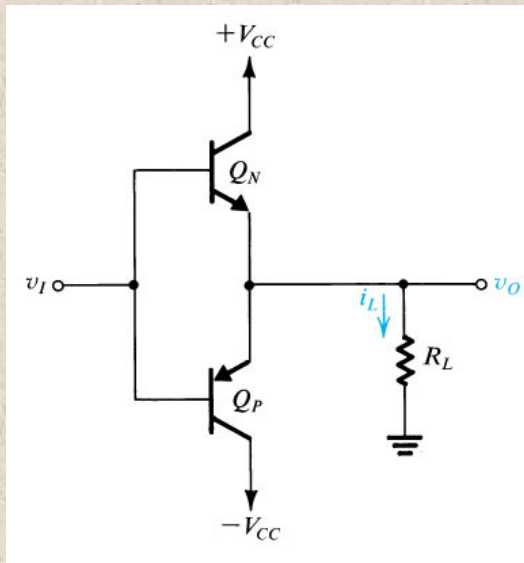
→

$$\eta_{\max} = 25\%$$

Conclusions de la *Classe A*

- El rendiment màxim que es pot aconseguir en la classe A és, tan sols, el **25%**
- Com que és una xifra bastant baixa, **no s'utilitza** en aplicacions de potència elevada (Aplicacions de més de 1W)
- En la pràctica, s'aplica un **coeficient de seguretat** per evitar la **saturació** de Q_1 i la corresponent **distorsió** que provoca aquesta no linealitat
 - $\hat{V}_{O\text{Pràctica}} = \hat{V}_O \cdot (1 - K)$ on K és el coeficient de seguretat [0-1]
- Per tant, el rendiment sols ser realment d'un **10-20%**

Classe B. Funció de transferència

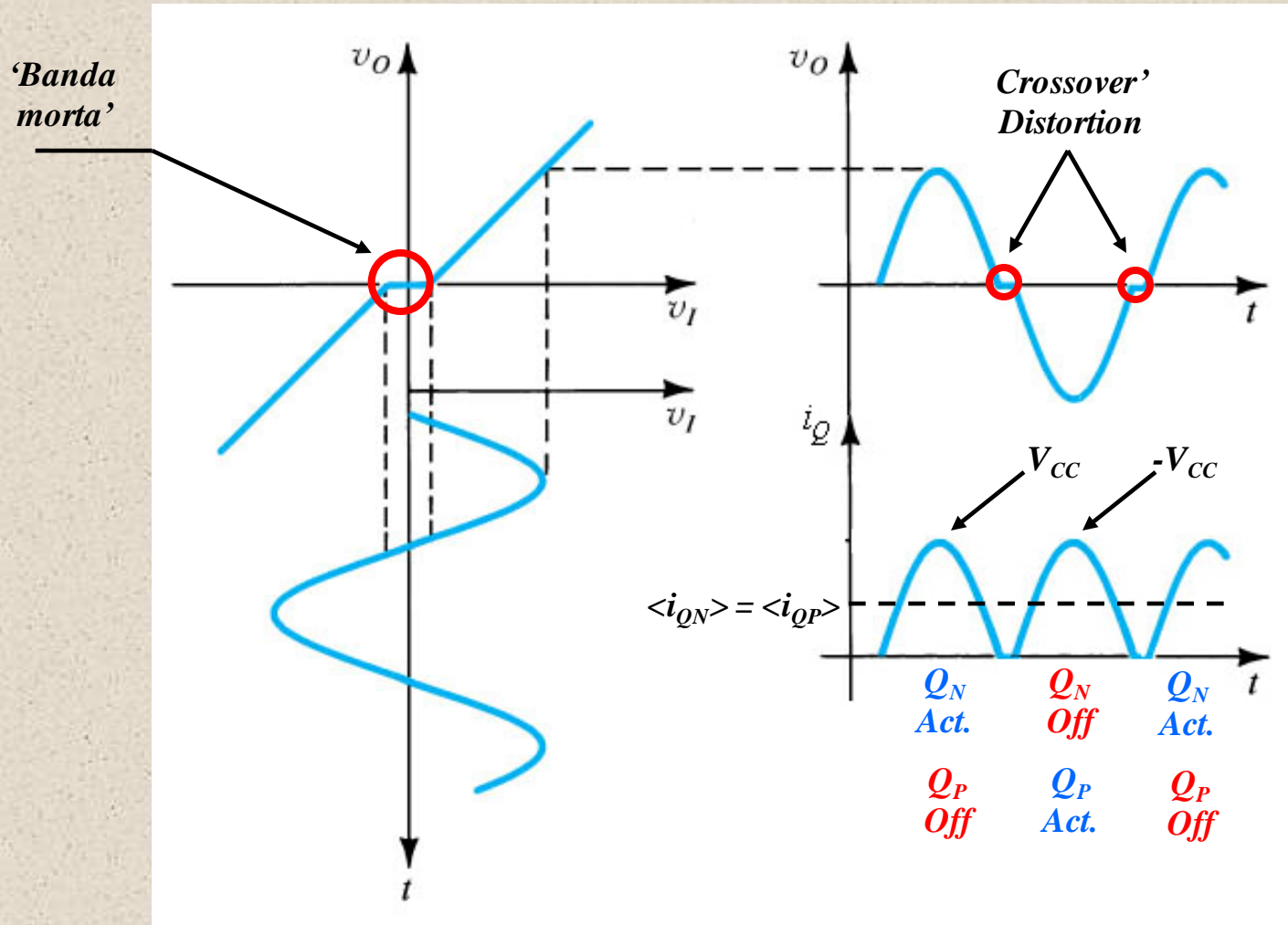


- Si $v_I = 0$, els dos transistors estan en la regió de tall i, per tant, $v_O = 0$
- En el cicle positiu, a mesura que v_I incrementa, **quan $v_I > 0.5V$** Q_N entra en activa i v_O comença a **seguir** la tensió d'entrada: $v_O = v_I - v_{BEN}$
- El cicle negatiu té un comportament **anàleg**, amb la diferència de que Q_P és qui ara suministra el corrent a la càrrega: $v_O = v_I + v_{EBP}$

Aportacions de la Classe B

- Sortida formada per dos transistors **complementaris** connectats de manera en que tots dos es reparteixen el cicle de treball ('*push-pull*'):
 - EL transistor **nnp** treballa en el cicle positiu de v_I i el **pnp** en el negatiu
- **No** requereix **polarització** dels transistors de potència.
- **Millora substancial del rendiment** (els BJT no consumeixen potència en la polarització).
- La font estableix el marge de treball, el qual és més gran.
- **Contrapunt**: Presenta un **THD elevat** degut a la 'banda morta' en l'intercanvi dels mode d'operació dels BJT (**Crossover**)

Formes d'ona



$\langle i_{QN} \rangle$:- valor mig
del corrent de
colector de Q_N

Eficiència energètica

- Per determinar el rendiment es necessari, en primer lloc, saber el consum de les fonts d'alimentació:

- $I_{CC} = \langle i_{QN} \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{QN}(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} i_L(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \hat{I}_L \sin(t) dt = \frac{\hat{I}_L}{\pi}$

- Corrent total d'alimentació: $I_{CCT} = 2 \cdot I_{CC} = 2 \cdot \frac{\hat{I}_L}{\pi} = 2 \frac{\hat{V}_L}{\pi \cdot R_L}$

- Consum total: $P_S = 2 \frac{\hat{V}_L}{\pi \cdot R_L} V_{CC}$

- La potència de càrrega: $P_L = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_L^2}{R_L}$

- Rendiment: $\eta = \frac{\pi}{4} \frac{\hat{V}_L}{V_{CC}}$

- Rendiment màxim: $(\hat{V}_L \approx V_{CC}), \eta_{\max} \approx \frac{\pi}{4} = 78.5\%, P_{L\max} = \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_{CC}^2}{R_L}$

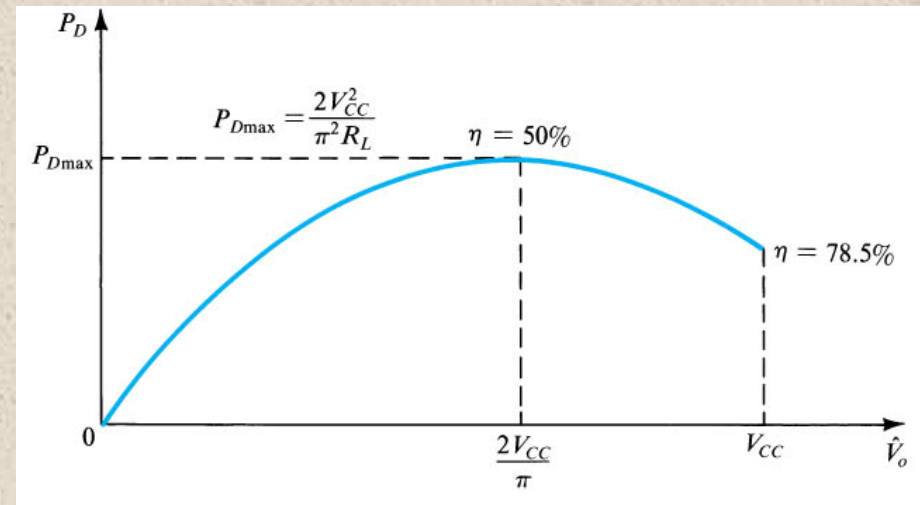
Dissipació de potència BJT

- En la classe B, la potència dissipada pels transistors quan $v_o = 0$ és **zero**.

- $$P_D = P_S - P_L = \frac{2}{\pi} \frac{\hat{V}_o}{R_L} V_{CC} - \frac{1}{2} \frac{\hat{V}_o^2}{R_L}$$
- Potència dissipada màxima: $\frac{\partial P_D}{\partial \hat{V}_o} = 0 \rightarrow \begin{cases} \hat{V}_o|_{P_{D\max}} = \frac{2}{\pi} V_{CC} \\ P_{D\max} = \frac{2V_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \end{cases}$

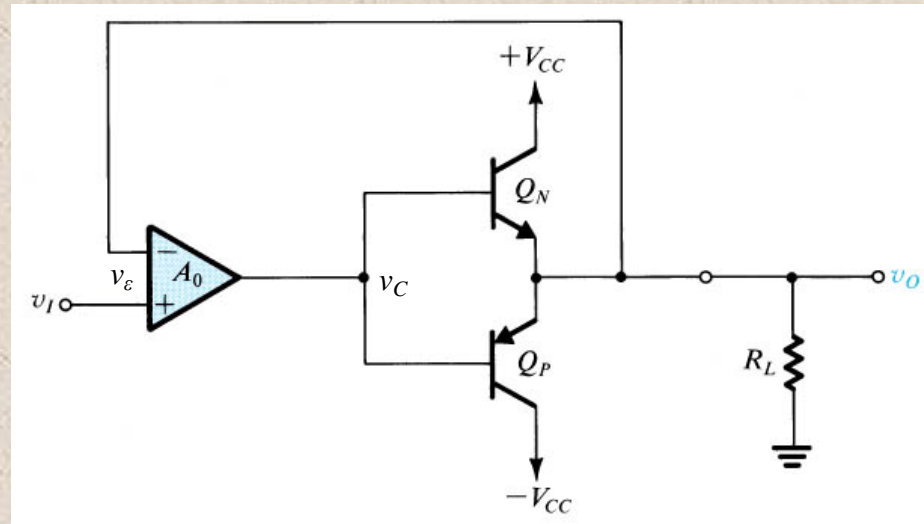
- Els dos transistors es reparteixen la potència que es dissipa:

- $$P_{DN\max} = P_{DP\max} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 R_L}$$



Reducció del 'Crossover'

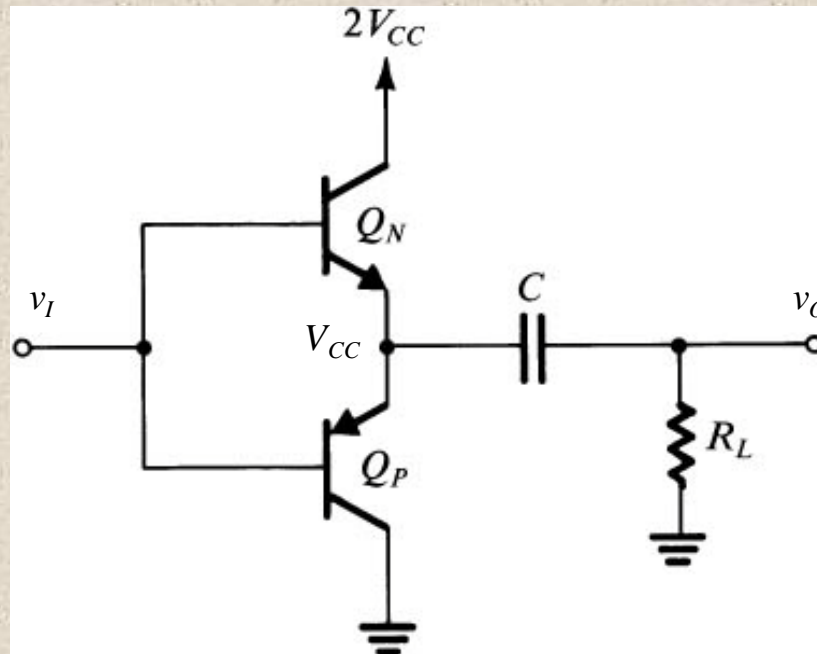
- Una manera possible de reduir el THD consisteix en utilitzar la **realimentació negativa**



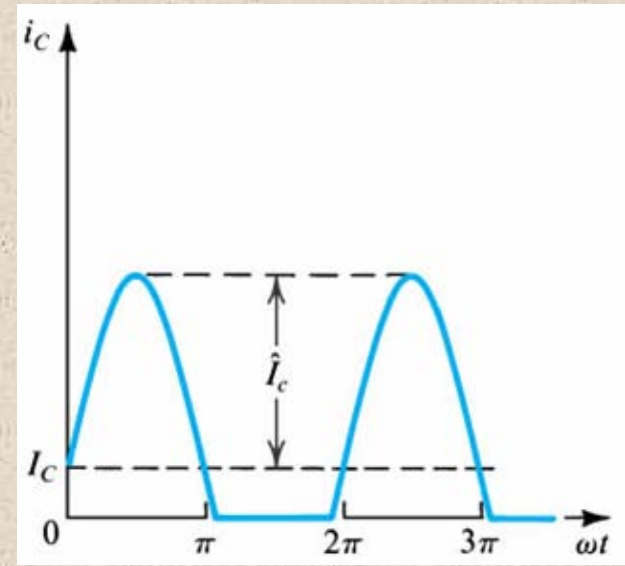
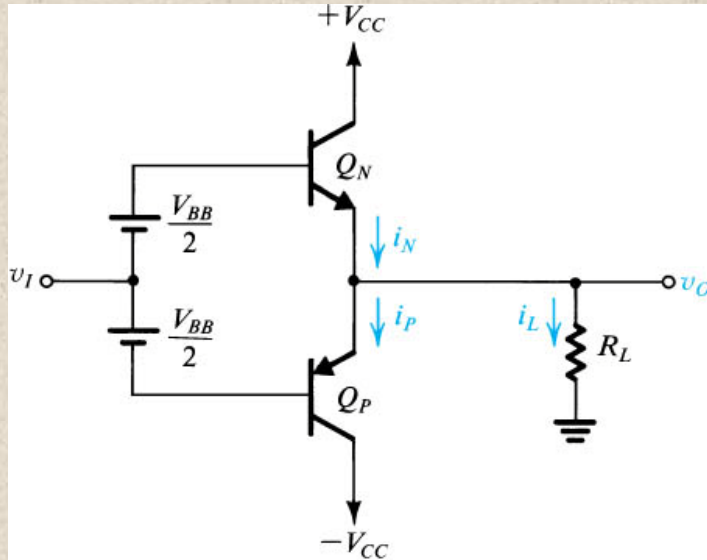
- Com que $v_\varepsilon = v_I - v_O$ i la realimentació fa que $v_\varepsilon = 0$, llavors $v_I \approx v_O$
- En la pràctica, és necessari que en el AO, el '**SR**' = ∞ . En cas contrari, la distorsió encara serà perceptible. Per això encara és més **pràctic** utilitzar la classe **AB**

Alimentació unipolar

- La classe B també es pot utilitzar amb **una única font** d'alimentació, però requereix **condensadors** per desacoblar la component DC present als emissors dels BJTs

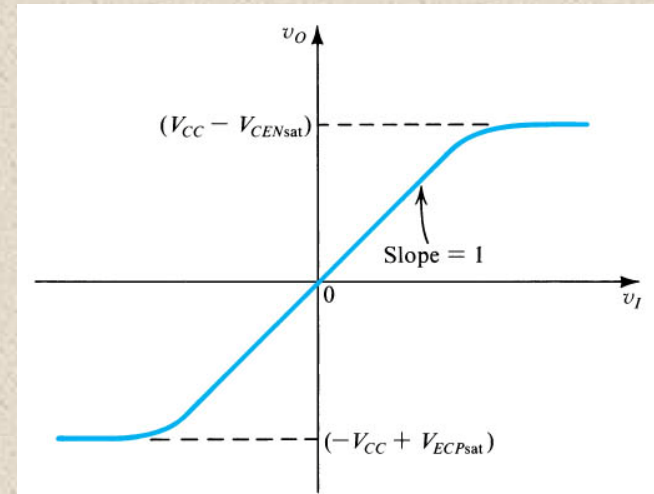
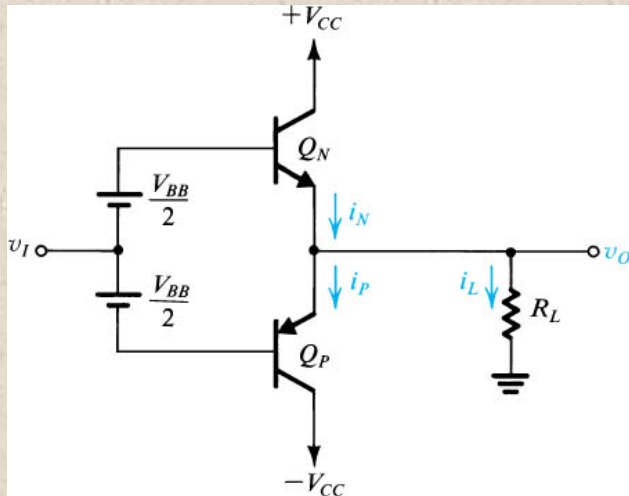


Classe AB



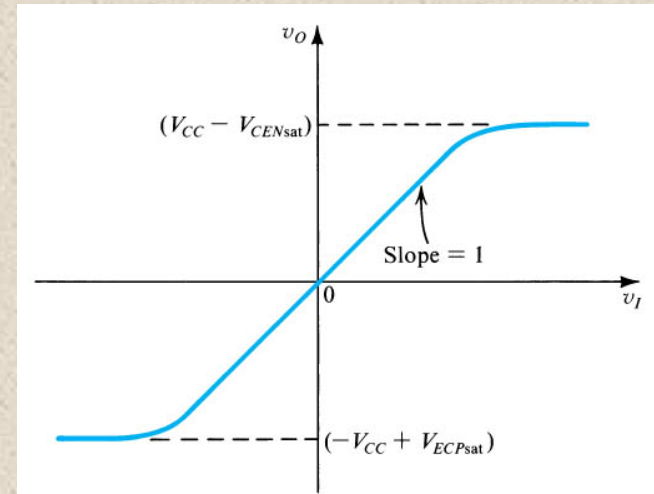
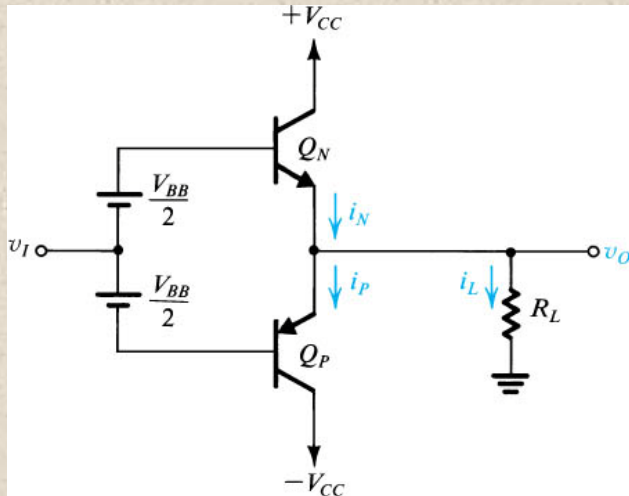
- **Elimina el *crossover*** polaritzant els dos transistors a un corrent DC I_C (I_Q) = $I_N = I_P$ petit ($10\% \hat{I}_C$). Per aconseguir-ho s'aplica una **polarització** V_{BB} en els terminals de base de Q_N i Q_P
- **Implementació de V_{BB} :**
 - Díodes polaritzats mitjançant fonts de corrent
 - Ús de **multiplicadors de V_{BE}**

Funcionament



- V_{BB} , s'agafa segons el corrent de polarització requerit (I_Q .- quiescent current). Per $v_I = 0$ i $v_O = 0$ una tensió $V_{BB}/2$ apareix en la unió base-emisor de Q_N i Q_P
 - Per calcular $V_{BB} \longrightarrow i_N = i_P = I_Q = I_S \cdot e^{V_{BB}/2 \cdot V_T}$
- Quan $v_I = 0$, moment de canvi de conducció de Q_P a Q_N , I_P encara és lleugerament superior a zero ($I_P \geq 0$)

Funcionament (cont I)



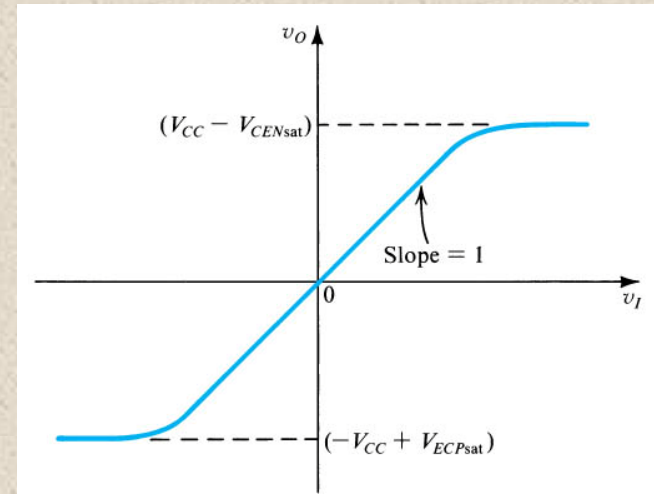
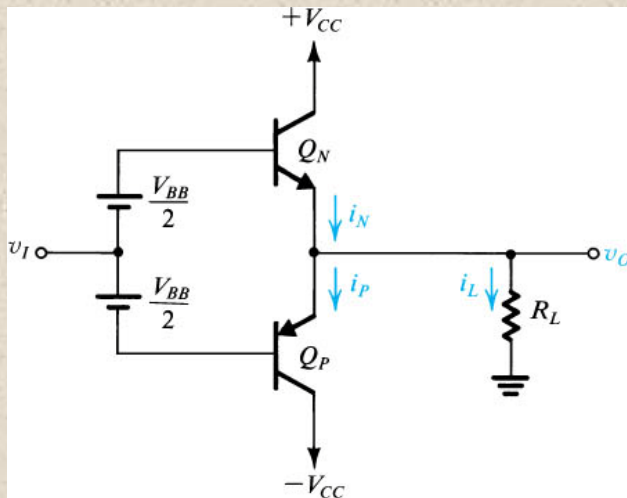
- Quan $v_I > 0$, el potencial de base incrementa suficientment com per fer que la sortida segueixi l'entrada

$$v_O = v_I + \frac{V_{BB}}{2} - v_{BEN} \equiv v_I$$

- Això provoca una circulació de corrent i_L i, per tant, i_N **ha d'augmentar**

$$i_N = i_P + i_L$$

Funcionament (cont II)



- El increment en i_N provocarà un augment de v_{BEN} (per damunt de $V_{BB}/2$), però com que V_{BB} és un valor fixat, és produeix un **decrement en i_P**

Demostració: $\rightarrow \begin{cases} v_{BEN} + v_{BEP} = V_{BB} \\ V_T \ln\left(\frac{i_N}{I_S}\right) + V_T \ln\left(\frac{i_P}{I_S}\right) = 2V_T \ln\left(\frac{I_Q}{I_S}\right) \\ i_N i_P = I_Q^2 \end{cases} \rightarrow \text{Relació no lineal}$

$i_N i_P = I_Q^2 \rightarrow \text{Producte Constant}$

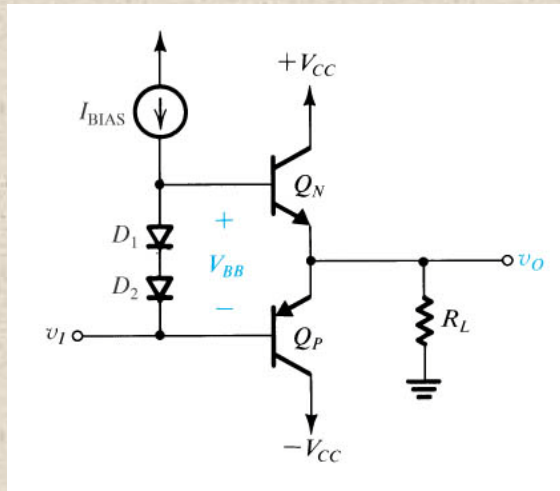
- L'intercanvi de conducció entre transistors és **suau** i **sincronitzat** per V_{BB} (El funcionament és anàleg a l'altre semicicle)

Classe AB vs. Classe B

- Funcionament bastant similar. La única diferència és que tots dos transistors estan en activa en el pas per zero de v_I ($v_I < |v_{BE}|$)
 - Transició suau i controlada dels modes d'operació dels BJT.
Eliminació del crossover
- **Potència:** El rendiment és lleugerament inferior en la classe AB
 - Quan $v_I \approx 0$, els transistors dissipen una potència $P_D = V_{CC} \cdot I_Q$
- La impedància de sortida es redueix a mesura que I_L augmenta
 - Es pot demostrar que: $Z_{OUT} = \frac{V_T}{i_N + i_P}$

Implementació de V_{BB} : Díodes polaritzadors

- V_{BB} es genera fent passar un corrent de polarització (I_{bias}) a través d'un parell de díodes connectats als transistors



$$V_{BB} = 2 \cdot V_D = v_{BEN} + v_{EBP}$$

$$I_Q = n \cdot I_{bias}$$

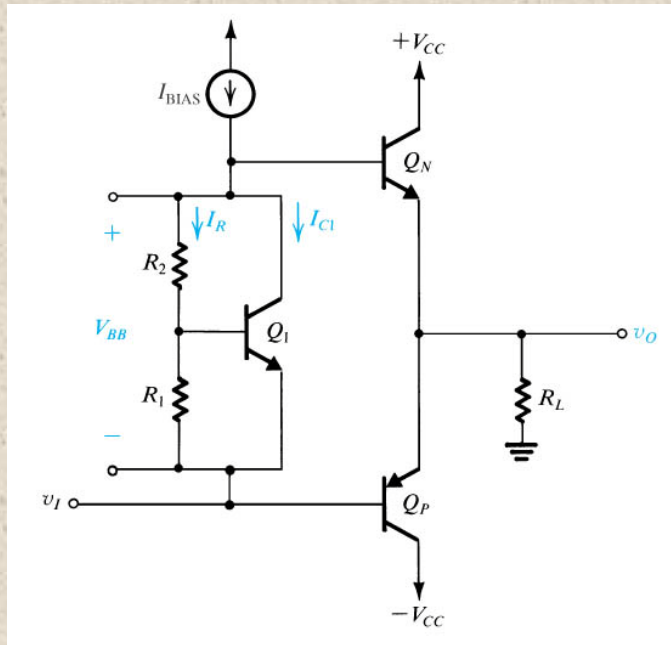
- n .** - Relació entre l'àrea de la unió d'emisor del BJT i l'àrea de la unió dels díodes (P.e: 1/3)
- Nota de disseny:** Quan l'etapa injecta corrent a la càrrega l'increment de corrent a la base (de I_Q/β a i_L/β) ha de ser subministrat per I_{bias}

- Inconvenients:**

- Interessa que n sigui el més **petit** possible, però això és difícil d'aconseguir
- Poca flexibilitat** de disseny per a dispositius discrets
- Si v_{BE} és constant i es produeix un augment de T , $i_{N(P)}$ augmenta. Això provoca un augment en la dissipació del BJT que el pot destruir (**'thermal runaway'**)

Implementació de V_{BB} : Multiplicador V_{BE}

- BJT alternatiu polaritzat per dues resistències i I_{bias} , implementa V_{BB} multiplicant V_{BE1} per un factor $K=1+R_2/R_1$



$$I_R = \frac{V_{BE1}}{R_1}$$

$$V_{BB} = I_R (R_1 + R_2) = V_{BE1} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

- V_{BE1} es determina agafant la porció de I_{bias} que circula pel col·lector de Q_1 (I_{C1})

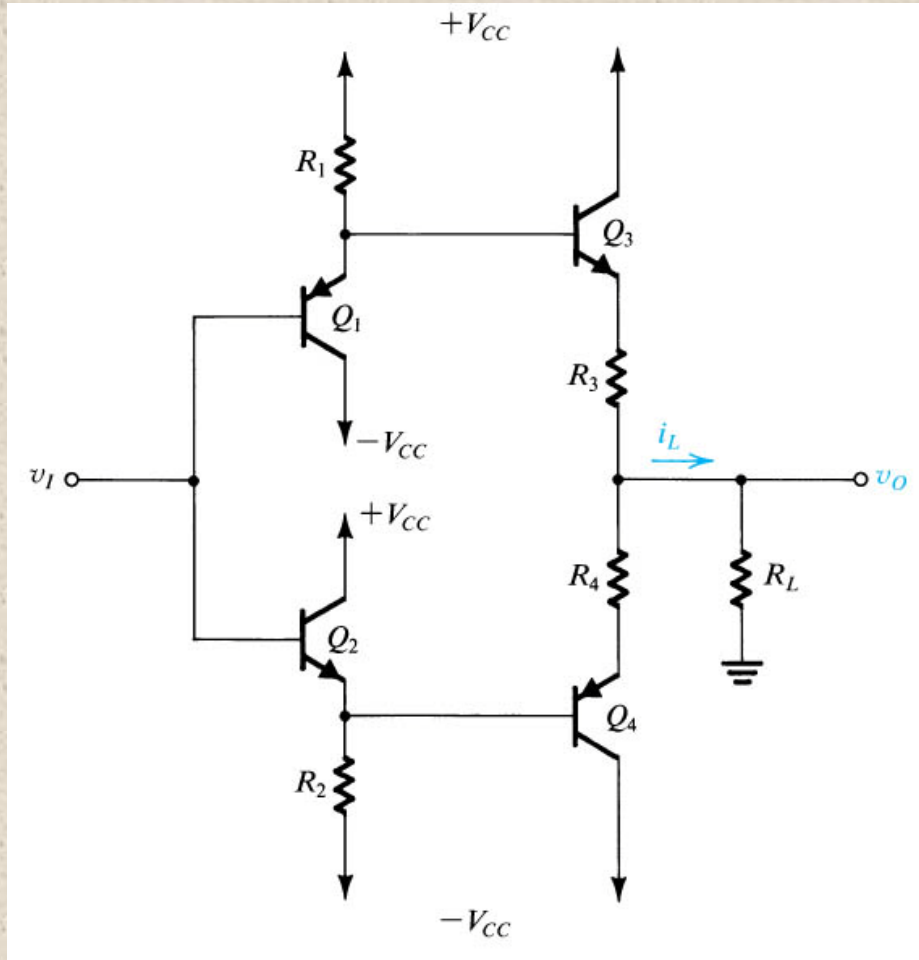
$$I_{C1} = I_{bias} - I_R \quad V_{BE1} = V_T \ln \left(\frac{I_{C1}}{I_S} \right)$$

- Els principals avantatges d'aquesta configuració són la seva **flexibilitat** i la **poca dependència** de V_{BB} respecte a variacions de I_L

Variacions en la classe AB

- Són tècniques que serveixen per donar més **protecció i millora** a aquesta classe d'amplificadors de potència
 - Seguidor d'emisor
 - *Compound devices*
 - Protecció de curt-circuit (*Short Circuit Protection*)
 - Protecció tèrmica (*Thermal Shutdown*)

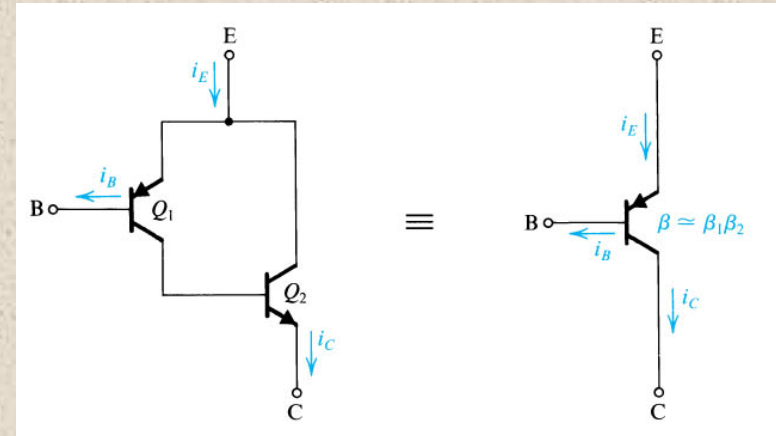
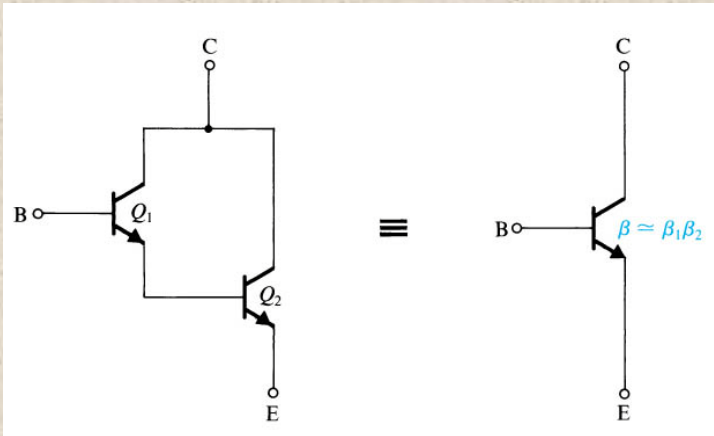
Seguidor d'emisor



- **Alta impedància d'entrada**
- Q_1 i Q_2 són transistors de **petit senyal**
- R_3 i R_4 són resistències de **compensació** i donen **protecció tèrmica** (*thermal runaway*)
- Realitzat amb tecnologia de IC's permet implementar **triming** per compensar l'offset de sortida
- Pot implementar-se amb o sense amplificador operacional per millorar driver de sortida

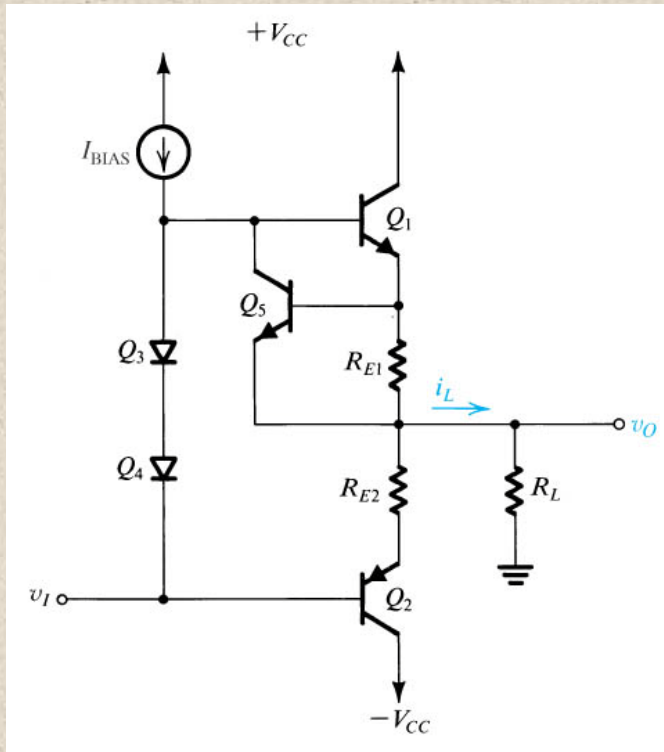
'Compound devices'

- **Guany de corrent elevat** (Equival a utilitzar un únic BJT amb $\beta \approx \beta_1 \cdot \beta_2$)
- Configuració **nnp** (*Darlingtonton*) i **pnnp** (*Sziklai*)
- Resposta freqüencial **pobre**
- Tendència a **oscil·lar** amb freqüències de treball (f_t) elevades



Short-circuit Protection

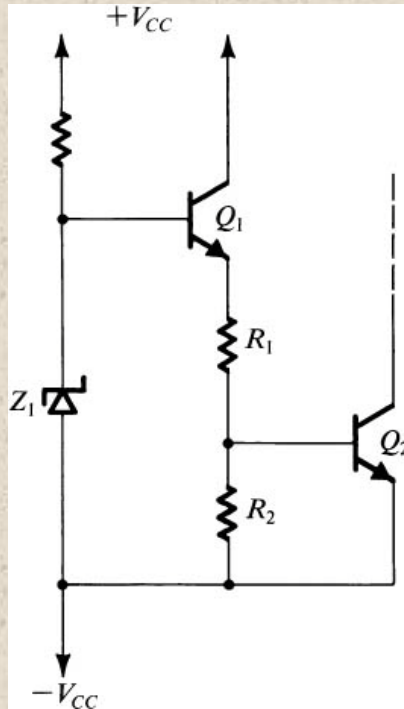
- Protecció davant un event accidental de curt-circuit a la sortida



- Amb funcionament normal, Q_5 està en tall i el corrent circula cap a la càrrega a través de Q_1 i R_5
- Quan I_L supera un cert valor ($V_{BE5(act)}/R_{E1}$) Q_5 passa a activa, I_{C5} augmenta provocant un decrement en I_{B1} i, conseqüentment, en I_L
- I_L queda limitada ($I_{Llim} \approx V_{BE5(act)}/R_{E1}$) i, per tant, $v_{Omax} = I_{Llim} \cdot R_L$
- El principal inconvenient es que la tensió $V_{RE1,2}$ obliga a **redissenyar V_{BB}** , però les resistències $R_{E1,2}$ ofereixen **protecció** davant del *thermal runaway*

Thermal Shutdown

- Circuit que **sensa** la temperatura i activa un BJT que treballa com interruptor quan s'excedeix un cert valor
- El BJT es connecta de manera que absorbi literalment el corrent I_{bias}



- **Funcionament:**

- Q_2 està desactivat (tall) en funcionament normal
- L'efecte combinat del funcionament de Z_1 i Q_1 quan esdevé un augment de la temperatura, provoca un augment en I_{C1} que augmenta la tensió en la base de Q_2 i el satura
- Connectat el col·lector de Q_2 a la base del BJT de potència (Q_N), el talla evitant la seva destrucció
- **En la classe AB és necessari un *ThS* complementari per protegir els dos BJTs**

BJT's de potència. Consideracions

- Degut al tamany dels BJT de potència, alguns paràmetres d'aquests dispositius varien **significativament** respecte als BJT de petit senyal
 - La relació $i_C - v_{BE}$ presenta una constant $n=2 \rightarrow i_C = I_S e^{v_{BE}/2V_T}$
 - β és considerablement petita (**30-80**) però pot arribar fins a **5**
 - Són més **lents**. La seva freqüència de treball (f_T) és relativament baixa ja que C_μ i C_π augmenten considerablement
 - I_{CBO} i BV_{CEO} són elevats
 - **Molt baixa impedància d'entrada** h_{ie} (10-40 Ω)
- La característica principal ve determinada per un **corrent de col·lector** I_{Cmax} **elevat** (del ordre de 100A) però això obliga a tenir presents les especificacions de **dissipació de calor**

Dissipació de calor

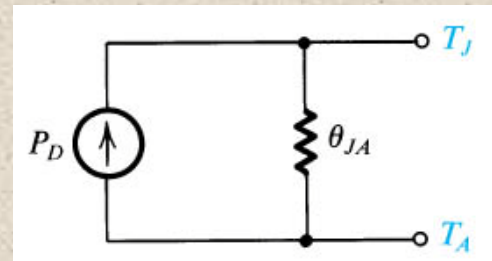
- **Temperatura en la unió (T_J)**

- Els BJT's de potència dissipen grans quantitats de potència en forma de calor que fan augmentar T_J
- Si T_J excedeix un valor **crític** ($150^\circ\text{C} < T_{jmax} < 200^\circ\text{C}$ per als BJT fets de silici) el dispositiu queda danyat de manera permanent i irreversible

- **Resistència tèrmica (θ_{JA})**

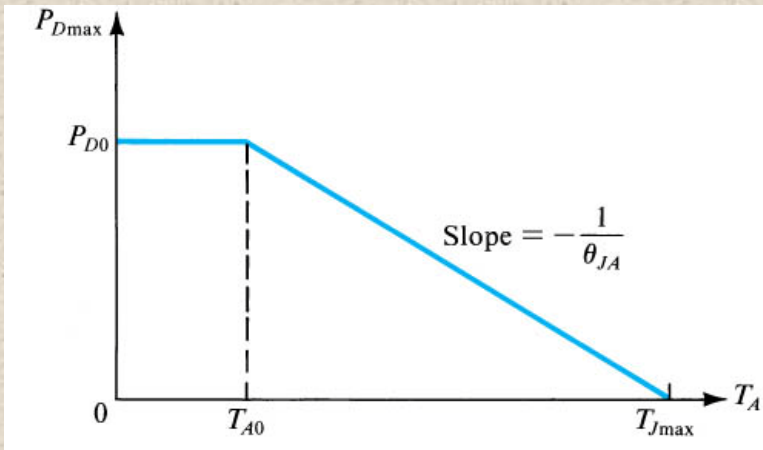
- Expressa l'increment de T_J per wat de P_D que es dissipa i que es radia cap a fora del BJT desde la unió a la càpsula (**j**unction-**c**ase) i desde la càpsula al medi ambient (**c**ase-**a**mbient)

$$T_J - T_A = \theta_{JA} \cdot P_D$$



Potència dissipada vs Temperatura

- Interessa que el valor de θ_{JA} sigui el més **petit** possible
- El fabricant del dispositiu normalment especifica T_{jmax} respecte una determinada temperatura ambient ($T_{A0} \approx 25^\circ\text{C}$), la potència dissipada en aquest punt (P_{D0}) i la resistència tèrmica (θ_{JA}) treballant al aire lliure (**sense radiadors** incorporats)



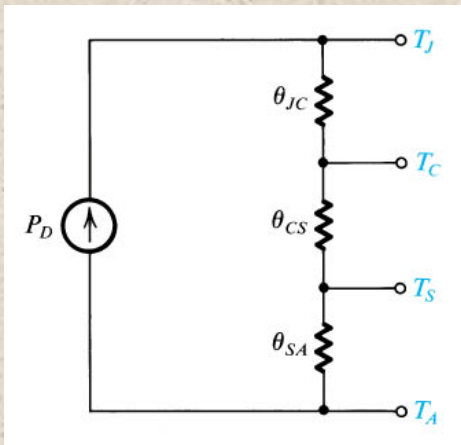
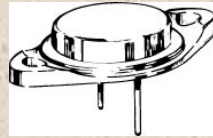
- Adicionalment, alguns fabricants proporcionen un gràfic que indica la potència que pot dissipar el dispositiu segons la temperatura ambient a la que està sotmès
 - Condicions ambientals hostils (T_A elevades) **limiten** la potència de dissipació
- θ_{JA} dels BJTs de potència es pot reduir mitjançant **radiadors**

Radiadors

- θ_{JA} es pot expressar con una **suma** de resistències tèrmiques en diferents parts del BJT

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CA} \longrightarrow \begin{array}{l} \theta_{JC} \text{.- Junction-Case thermal resistance} \\ \theta_{CA} \text{.- Case-Ambient thermal resistance} \end{array}$$

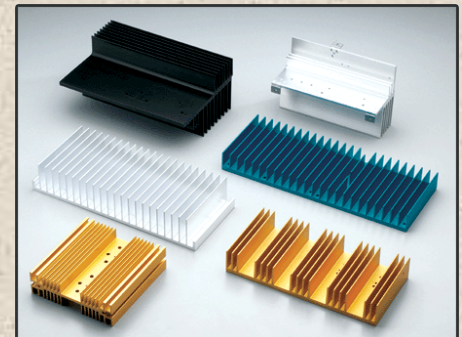
- θ_{JC} es pot reduir encapsulant el dispositiu en una gran càpsula de metall (encapsulat TO3)
- θ_{CA} es redueix considerablement utilitzant **radiadors**



$$T_J - T_A = P_D (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA})$$

Fabricant de
BJTs

Fabricant de
radiadors



Per què els oscil·ladors són necessaris?

- Serveixen per generar senyals estàndard: *sinusoide, quadrada, pols, etc.*
- Permeten realitzar funcions complexes en aplicacions industrials, tant *analògiques* com *digitals*
 - **Comunicacions:** Portadores de sistemes de comunicació (FM, AM, PSK, etc)
 - **Automatització industrial:** Circuits temporitzadors de sistemes programables
 - **Instrumentació:**
 - Sistemes de test i mesura
 - Caracterització d'impedàncies en materials i/o teixits biològics.
 - **Processament de senyal:** Sintetitzadors de senyal i/o veu per aplicacions d'àudio
- Classificació: Dos grups
 - *Forma d'ona* que genera
 - *Tecnologia d'implementació* (Components discrets o integrats).

Per forma d'ona

- **Dos grups** principals:

- **Sinusoidals**

- **Oscil·ladors ressonants.**- Utilitza **amplificadors realimentats** amb **xarxes RC** (o bé LC) de selecció de freqüència i control no lineal d'amplitud
- **Non-linear wave shaping.**- Utilitzen circuits no lineals per generar senyals sinusoidal a partir d'ones triangulars
- **Relaxation Oscillators.**- Ona polsant, triangular o dent de serra
 - **Cristalls de quars**
 - **Multivibradors:**
 - *Astable (free running multivibrator).*- Ona quadrada, triangular, dent de serra...
 - *Monoestable.*- Temporitzadors
 - *Biestable. Bàscules (flip-flop), RS, JK, T, etc.*
 - **Waveform shaping.**- Basats en circuits no lineals: rectificadors d'ona, detectors de pic i similars

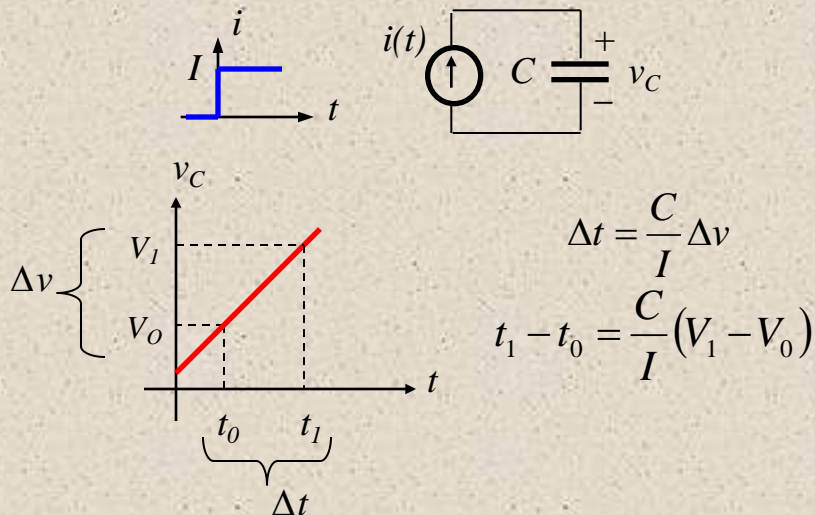
Per tecnologia de dispositiu

- Amb **amplificadors operacionals**
 - **Sinusoidals:**
 - Pont de *Wien* (WBO.- *Wien-Bridge Oscillator*)
 - Desplaçament de fase (**PSO**.- **P**hase **S**hift **O**scillator. *Bubba Oscillator*)
 - Per **quadratura** (*Quadrature Oscillator*)
 - Amb filtres sintonitzats (AFTO.- *Active-Filter Tuned Oscillator*)
- **Transistoritzats**. Per alta freqüència (BJT i/o JFET)
 - **Resonants** (sinusoïdal)
 - Oscil·ladors LC: **Colpitts**, **Hartley** i **Clap**
- **Cristalls de quarz**
- **Circuits integrats** (Generadors de funcions): Astable (ona pulsant), triangular, dent de serra, etc...
 - 555, *Phased Locked Loop*, *VCO's*, *ICL8038*, *XR-2206*...

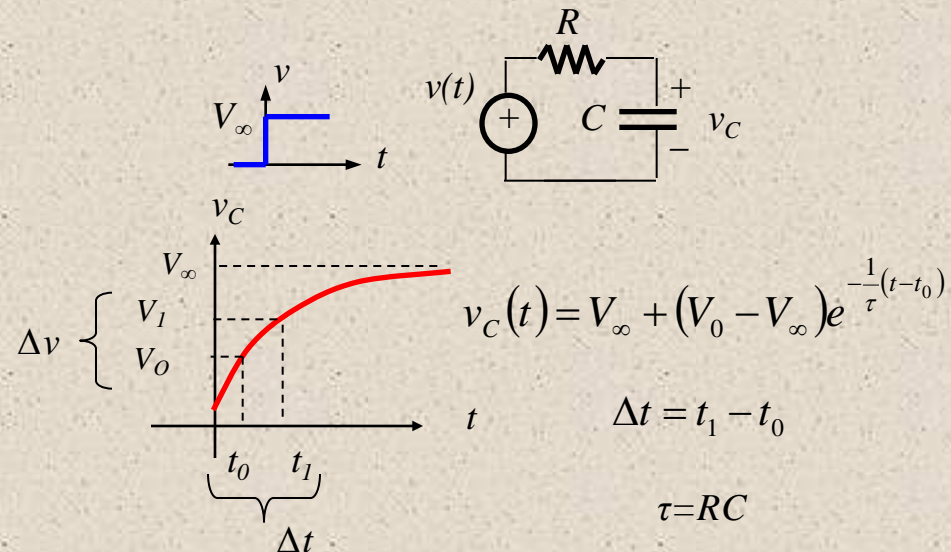
Especificacions amb ona polsant

- Objectiu del disseny: **forma d'ona** (exponencial, quadrada, triangular o dent de serra), **amplitud** i f_0 (i 'duty-cicle' en ona quadrada)
- Circuits biestables, Trigger-Schmidt, portes lògiques o flip-flop carreguen (o descarreguen) un condensador.
- L'anàlisi es caracteritza per determinar el temps (Δt) de càrrega (o descarrega), al aplicar un canvi de corrent o tensió a C

Rampa



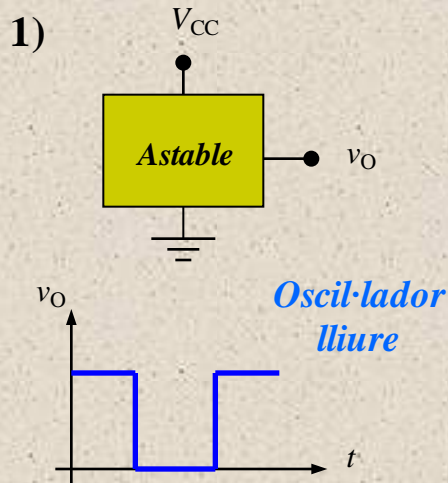
Transitori exponencial



Multivibradors

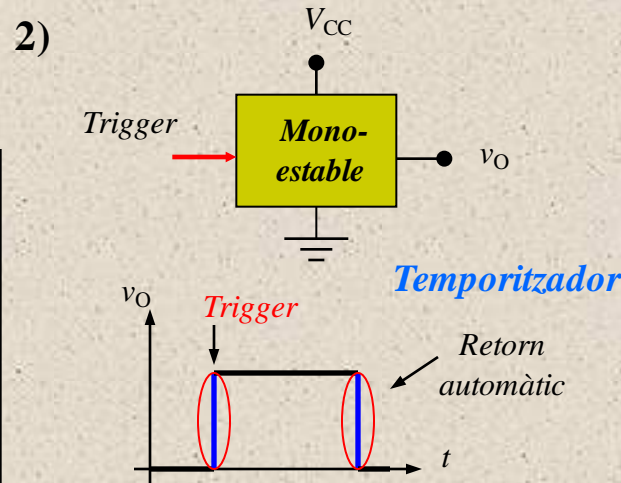
- Són circuits indicats per aplicacions on es requereixen **sincronitzar i temporitzar events**
- **3 Categories** (segons efecte de les comandes externes a la sortida): **astable, monoestable i biestable**

Aplicacions Digitals
(No s'estudiaran !!)



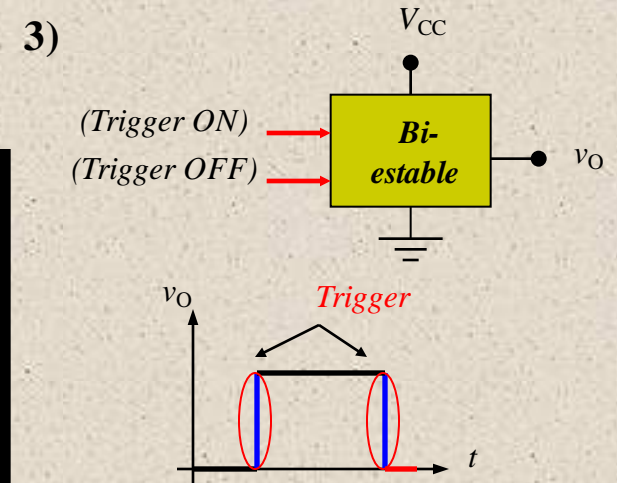
La sortida canvia sense comandes externes (**Dos estats inestables**)

(Free-running multivibrator)



Canvi d'estat amb comanda externa i retorn automàtic (**un estat estable**).

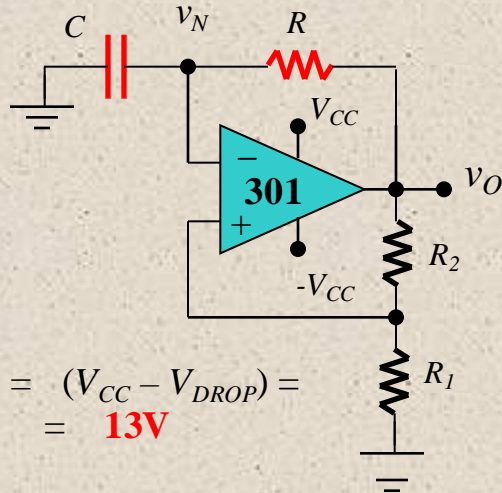
(One-shot multivibrator)



Per canviar d'estat es necessita comanda externa

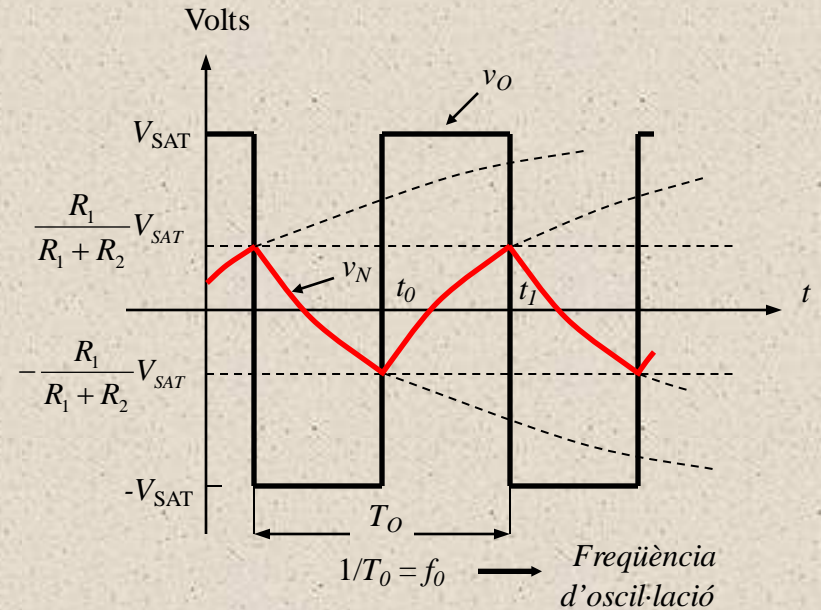
(Flip-flop)

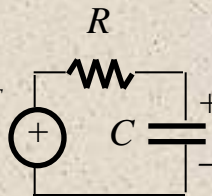
Astable bàsic amb operacional



$$V_{SAT} = (V_{CC} - V_{DROP}) = 13V$$

Multivibrador astable



• $t_0 < t < t_1 \rightarrow$  $\rightarrow v_C(t) = V_N^\infty + (V_N^0 - V_N^\infty)e^{-\frac{1}{RC}\Delta t}$

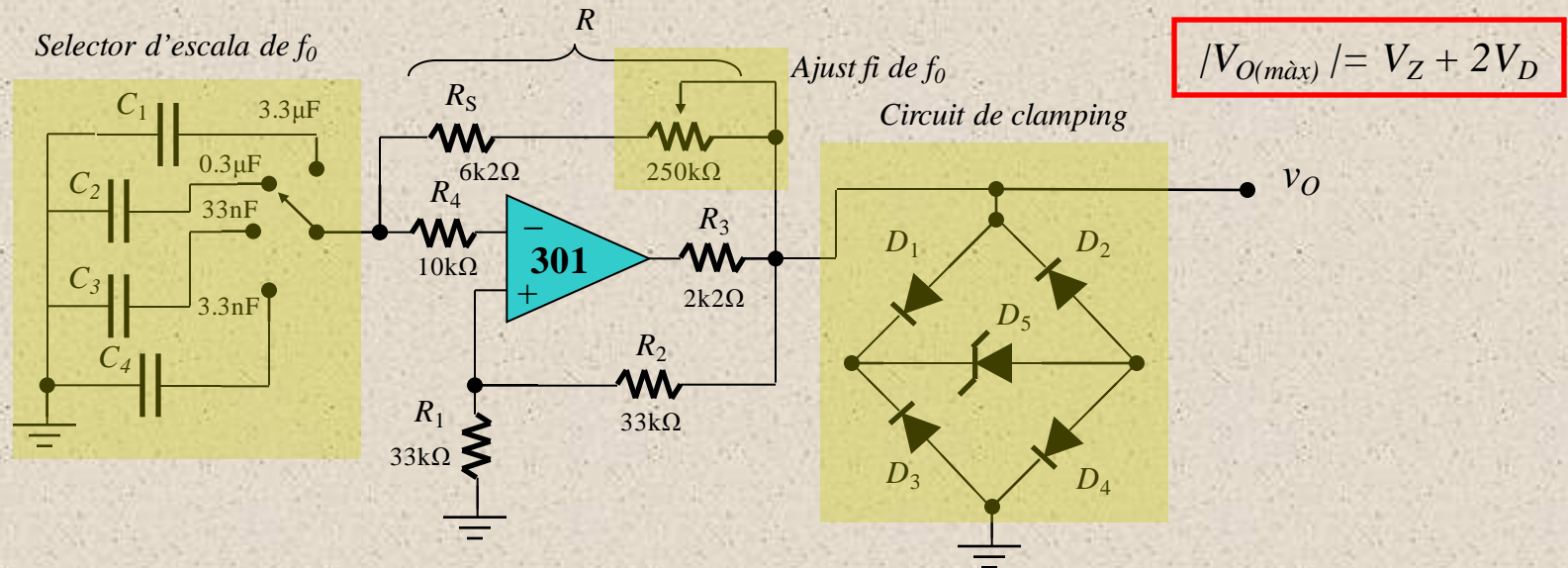
$$\left. \begin{aligned} V_C^\infty &= V_{SAT} \\ V_C^{t_0} &= -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{SAT} \\ V_C^{t_1} &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{SAT} \end{aligned} \right\} \xrightarrow{\Delta t = T_0/2} \underbrace{\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{SAT}}_{V_C^{t_1}} = \left(1 - \frac{R_2 + 2R_1}{R_1 + R_2} e^{-\frac{t_0}{2RC}} \right) V_{SAT} \rightarrow \underbrace{V_C^\infty + (V_C^0 - V_C^\infty)e^{-\frac{T_0}{2RC}}}_{V_C^{t_1}}$$

Període d'oscil·lació

$$T_0 = 2RC \cdot \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)$$

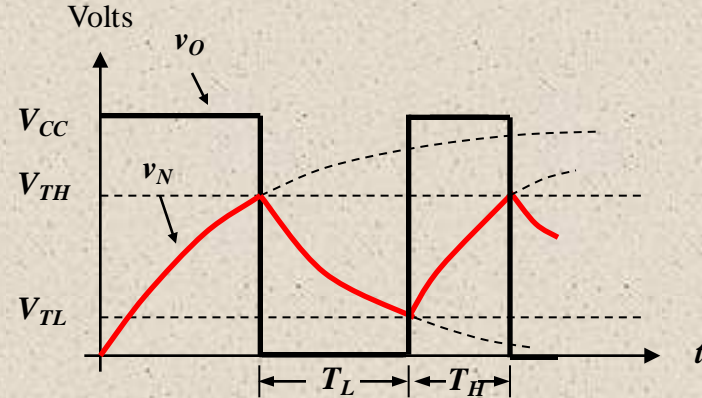
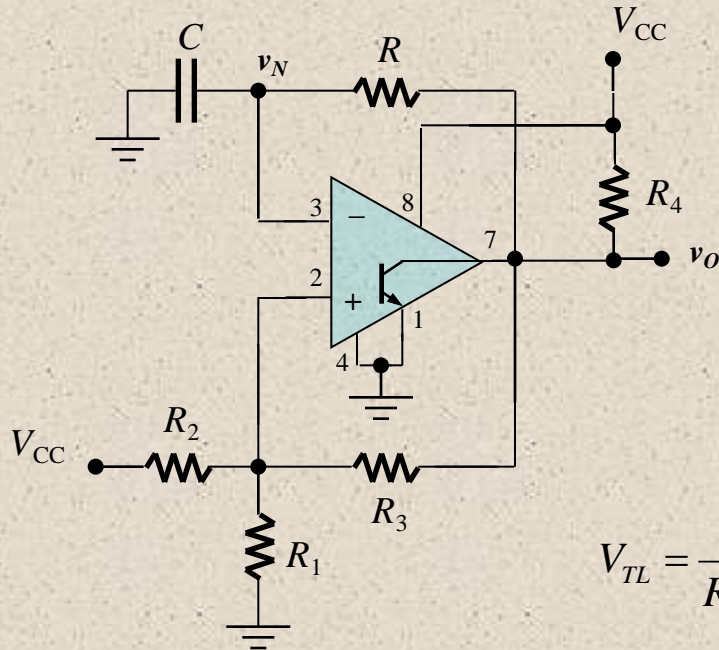
Astable. Especificacions

- Duty-Cicle variable: $D = \frac{T_H}{T_L + T_H}$ (És un valor fix i del **50% !!**)
- Freqüència d'oscil·lació estable i configurable → Alimentació **estable** (circuit de **clamping**), ús de **potenciòmetres** i **C variable**
- Freqüència mínima (f_{min}) → **Valors de R i C grans** (operacionals JFET)
- Freqüència màxima (f_{max}) → Dispositius **ràpids**



Astable amb LM311

- Quan només es disposa d'**una alimentació**



$$R_4 \ll R_3 + R_1 // R_2 !!!$$

$$V_{TL} = \frac{R_1 // R_3}{R_1 // R_3 + R_2} V_{CC} \quad V_{TH} = \frac{R_1 // R_3}{R_1 // R_3 + R_2} V_{CC} + \frac{R_1 // R_2}{R_1 // R_2 + R_3} V_{CC}$$

Freqüència d'oscil·lació

$$f_0 = \frac{1}{RC \cdot \ln \left(\frac{V_{TH}}{V_{TL}} \times \frac{V_{TL} - V_{CC}}{V_{TH} - V_{CC}} \right)}$$

Duty-Cicle

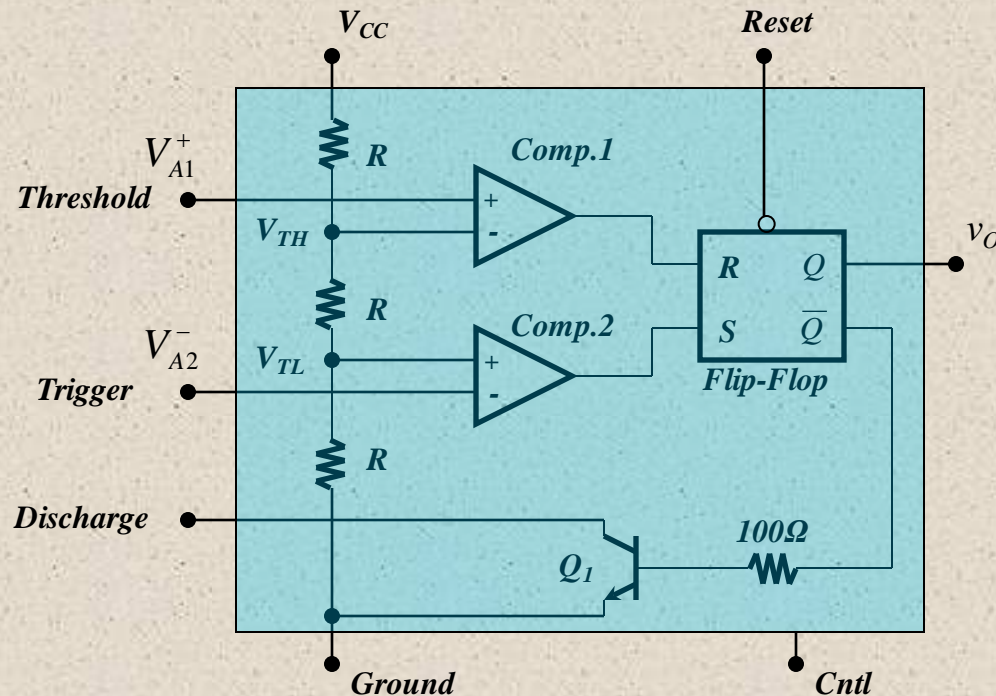
$$D = 100 \frac{\ln \left(\frac{V_{TL} - V_{CC}}{V_{TH} - V_{CC}} \right)}{\ln \left(\frac{V_{TH}}{V_{TL}} \times \frac{V_{TL} - V_{CC}}{V_{TH} - V_{CC}} \right)}$$

$$D = 50\% \text{ amb } R_1 = R_2 = R_3$$

El circuit integrat 555

- IC Timer per aplicacions basades en **astables** i **monoestables**

- Versàtil
- Dos operacionals formen un **comparador de finestra**, un **flip-flop RS**, un **BJT** que funciona com a switch



• Bàscula R-S

R	S	Q^-	$Q_1(\text{BJT})$
0	0	$Q^-(t)$	Q_1 tall/sat.
0	1	0	tall
1	0	1	saturació

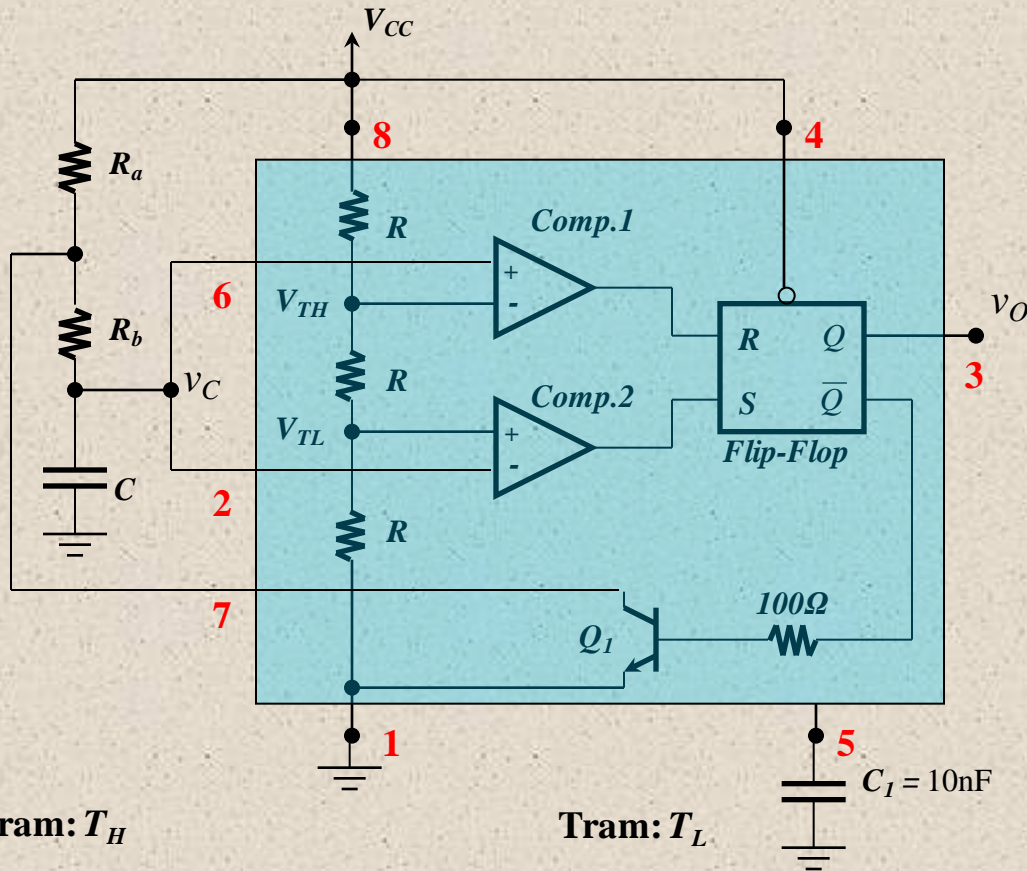
$$R = \begin{cases} V_{CC}, & V_{A1}^+ > 2V_{CC}/3 \\ 0, & V_{A1}^+ < 2V_{CC}/3 \end{cases}$$

$$S = \begin{cases} 0, & V_{A2}^- > V_{CC}/3 \\ V_{CC}, & V_{A2}^- < V_{CC}/3 \end{cases}$$

• Sortida

Q^-	v_o
0	V_{CC}
1	0

Astable amb 555

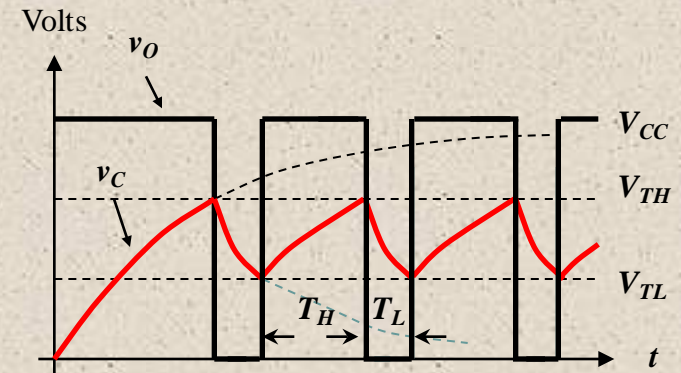


$$v_C(t) = V_{CC} - (V_{CC} - V_{TL}) \cdot e^{-t/(R_a + R_b)C}$$

$$T_H = C(R_a + R_b) \cdot \ln(2) = 0.69 \cdot (R_a + R_b)C$$

$$v_C(t) = V_{TH} \cdot e^{-t/R_b C}$$

$$T_L = C \cdot R_b \cdot \ln(2) = 0.69 \cdot R_b \cdot C$$



R	S	$v_C(t)$
0	1	$v_C < V_{CC}/3$
0	1	$V_{CC}/3 < v_C < 2V_{CC}/3$
1	0	$v_C > 2V_{CC}/3$

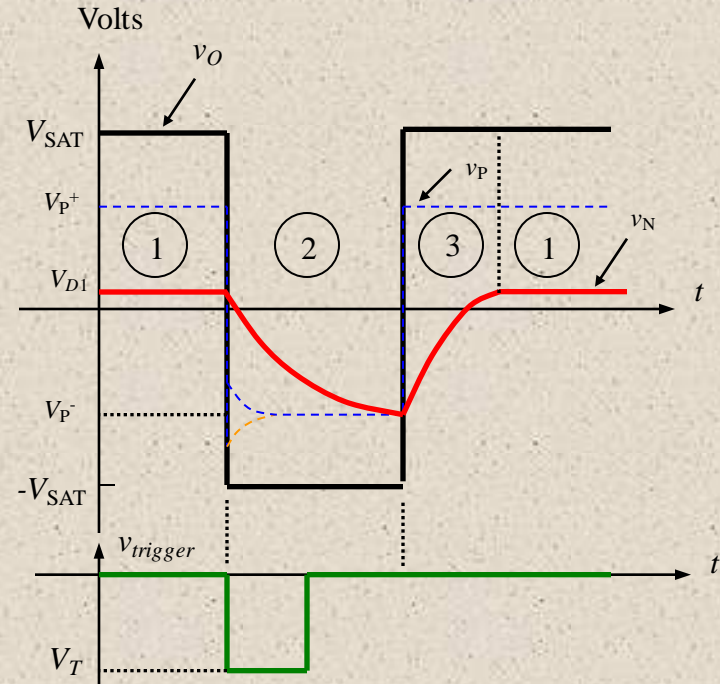
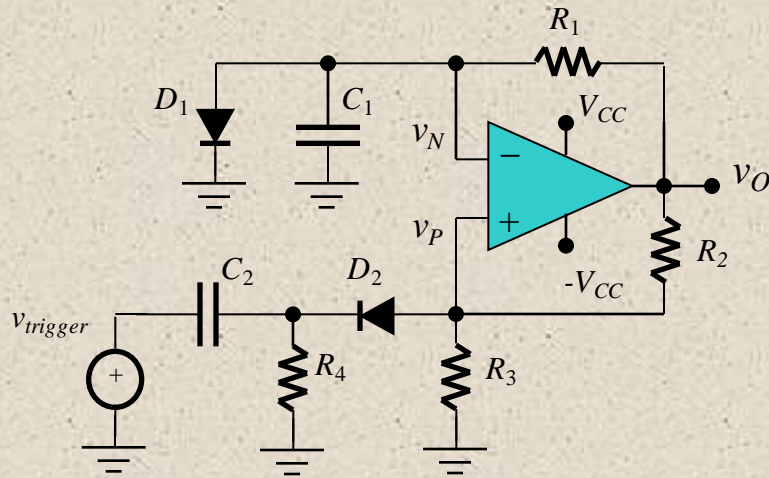
$$f_o = \frac{1}{T_L + T_H} = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b)C}$$

$$DT = \frac{T_H}{T_L + T_H} = 100 \cdot \frac{R_a + R_b}{R_a + 2R_b}$$

Exercicis

- **Exercici 7.1.** Per mitjà d'un circuit astable amb operacional, dissenyeu un generador d'ona quadrada amb les següents especificacions:
 - f_0 , s'ha de seleccionar en increments de 0.1Hz fins a 10KHz **en dècades** per mitjà d'un selector
 - f_0 , ha de tenir un ajustament continu en cada interval
 - Amplitud estable de 5V (d'una alimentació de 15V amb arrissada)
- **Exercici 7.2.** En el generador astable amb LM311, especifiqueu components per a una oscil·lació $f_0 = 1\text{KHz}$ ($V_{CC} = 5\text{V}$)
- **Exercici 7.3.** En el generador astable amb 555, especifiqueu components per a una oscil·lació $f_0 = 50\text{KHz}$ i un *Duty-Cicle* = 50%

Monoestable bàsic amb operacional

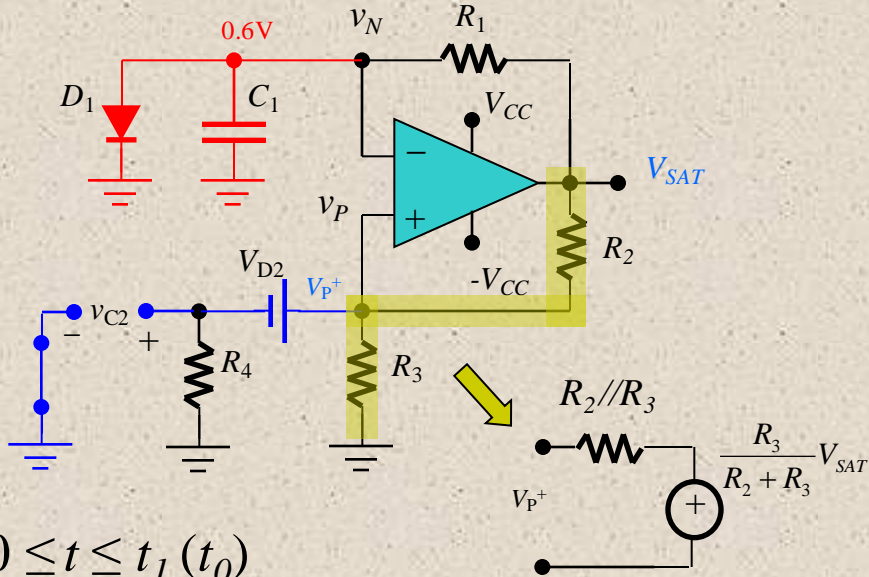


- Funcionament en **3 trams**

- **1) Repòs:** $v_O = V_{SAT}$, $v_N = V_D$ $v_P = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT}$
- **2) Trigger i temporització:** Pols negatiu a l'entrada. La dinàmica de càrrega en C_2 ha de ser més ràpida que en C_1
- **3) Recuperació:** Transició cap al retorn de l'estat de repòs.

Repòs ($0 \leq t \leq t_I$)

- Repòs amb $v_O = V_{SAT}$



- $0 \leq t \leq t_I (t_0)$

- Estat estable mentre $V_P^+ > v_N = V_{D1} = 0.6V$
- Condió de repòs:

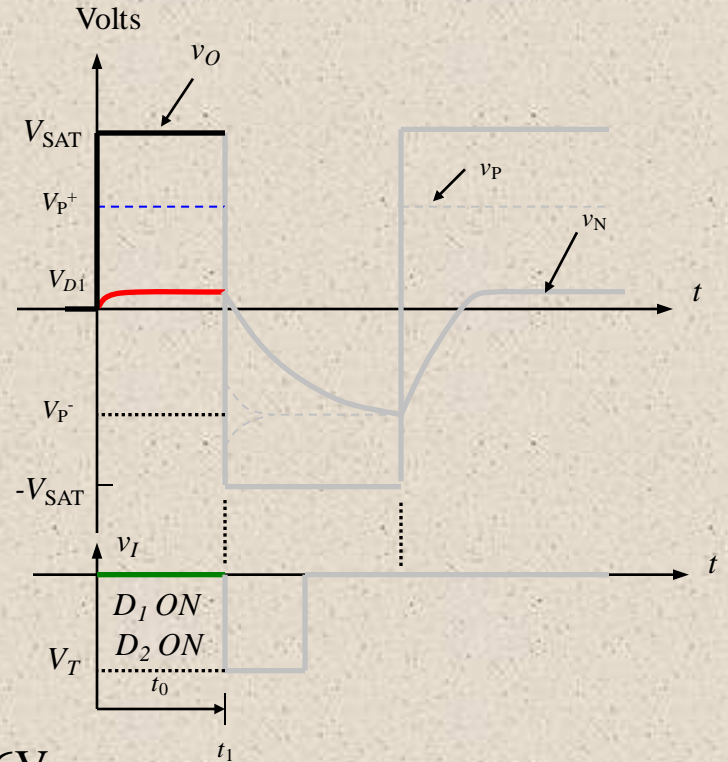
$$v_{C2} = R_4 \frac{\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT} - v_{D2}}{R_4 + R_2 // R_3} \approx \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT} - v_{D2}$$



$$V_P^+ = v_{C2} + V_{D2} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT}$$

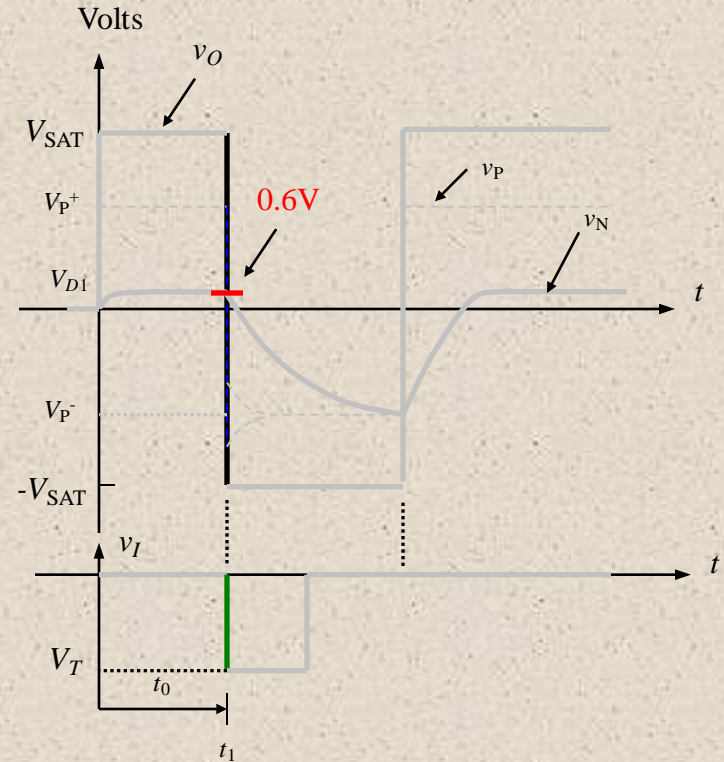
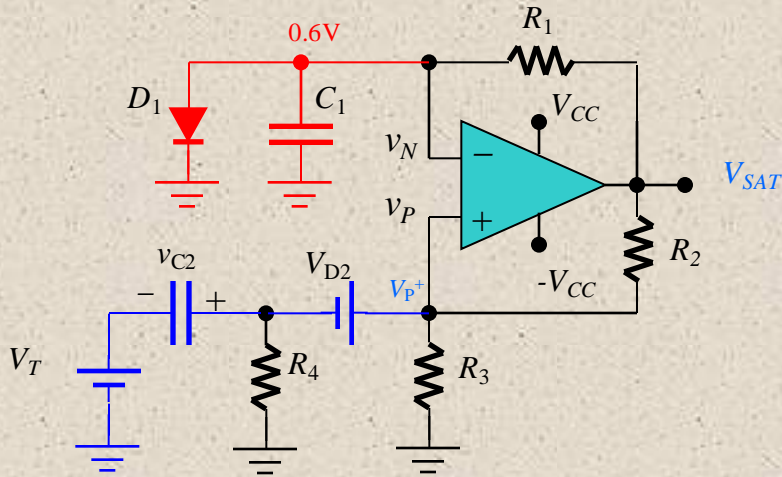
$$\boxed{\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT} > v_N = 0.6V}$$

$R_4 \gg R_3 // R_2$.- Xarxa de trigger no ha de carregar el circuit



Trigger

- Quan és el 'trigger' efectiu?



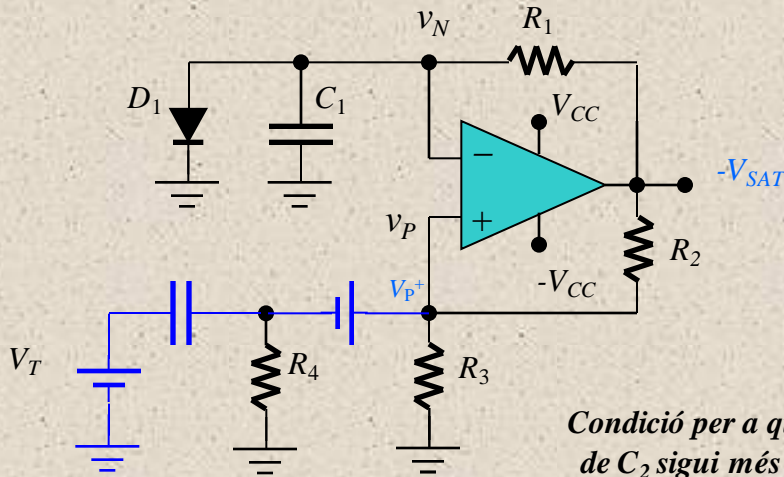
- Quan V_T provoqui $v_P < v_N = V_{DI} = 0.6V$

$$\left. \begin{aligned} v_P(t_1) &= V_{D2} + v_{C2}(t_1) + V_T \\ v_{C2}(t_1) &= v_{C2}(t_1^-) \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_P(t_1) = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT} + V_T < V_{DI} \Rightarrow \boxed{V_T < V_{DI} - \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT}}$$

- Pols en V_T ha de ser de valor **negatiu !!**

Trigger i Temporització ($t_1 \leq t \leq t_2$)

- Amb 'trigger' efectiu, $v_O = -V_{SAT}$



Condicció per a que la dinàmica de C_2 sigui més ràpida que C_1

$$C_2 \ll \frac{R_1}{R_2 + R_3} C_1$$

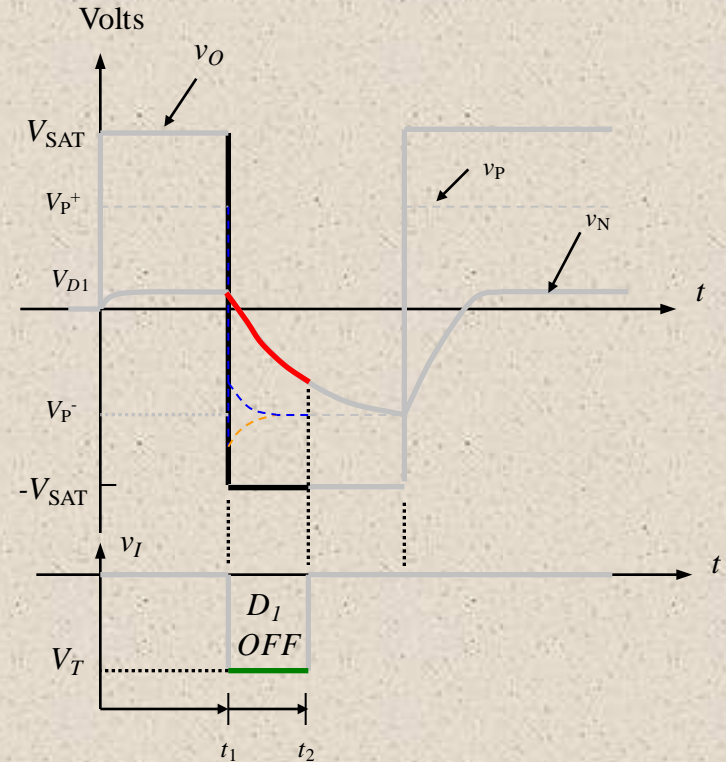
$$v_P(t_1) = V_{D1} + v_{C2}(t_1) + V_T$$

$$v_{C2}(t_1) = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT} - V_{D1}$$

$$v_{C2}(t_2) = v_{C2}(\infty) = -\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT} - V_{D1} - V_T$$

$$v_P(t) = -\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT} + \left[\frac{2R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT} + V_T \right] \cdot e^{-\frac{(t-t_1)}{(R_2 \parallel R_3)C_2}}$$

$$V_P^- = v_P(\infty) = -\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT}$$



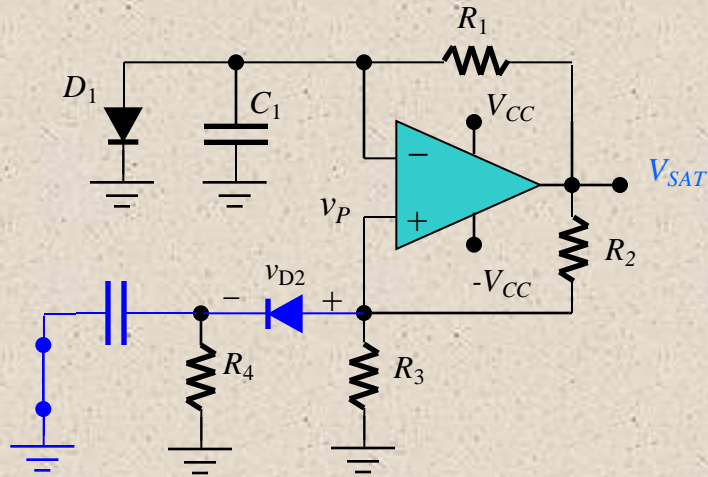
- Dos dinàmiques de C_2**

1) Si: $V_{D1} - \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT} > V_T > -\frac{2R_3}{R_2 + R_3}$

2) Si: $V_T < -\frac{2R_3}{R_2 + R_3}$

Trigger i Temporització ($t_2 \leq t \leq t_3$)

- Cancel·lació del pols V_T



- D_2 bloquejat si $v_{D2} < V_{D2} = 0.6V$

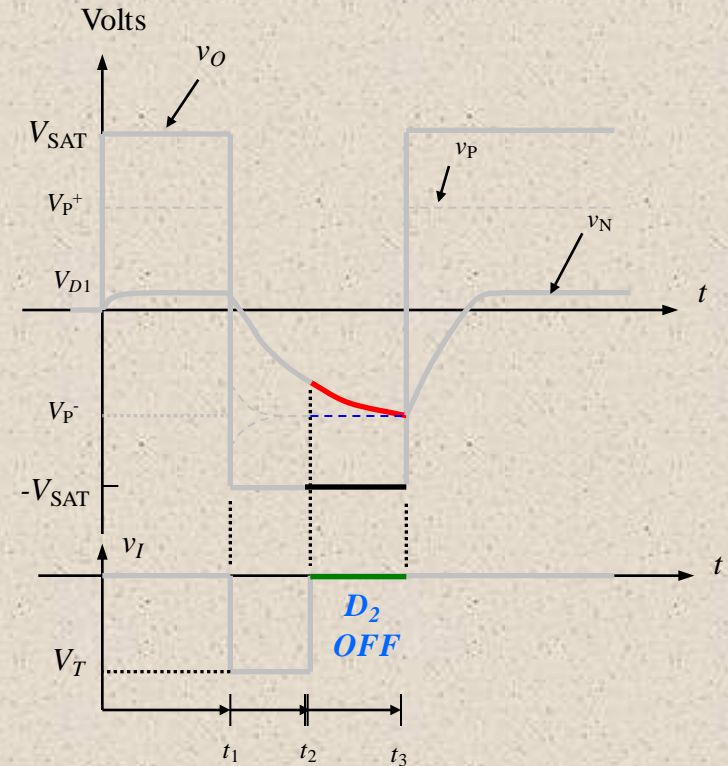
$$\begin{aligned} v_D(t_2) &= v_P(t_2) - v_{C2}(t_2) \\ v_{C2}(t_2) &= -\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT} - V_{D2} - V_T \\ v_P(t_2) &= V_P^- = -\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT} \end{aligned}$$



$$\begin{aligned} v_D(t_2) &= V_{D2} + V_T < V_{D2} \\ V_T &< 0 \end{aligned}$$



D_2 a OFF !!!



- D_2 passa a OFF, v_P es manté i v_{C1} continua disminuint

Temps d'oscil·lació ($t_1 \leq t \leq t_3$)

- $T_0 = t_3 - t_1$

$$v_N(t_1) = V_{D1} = 0.6V$$

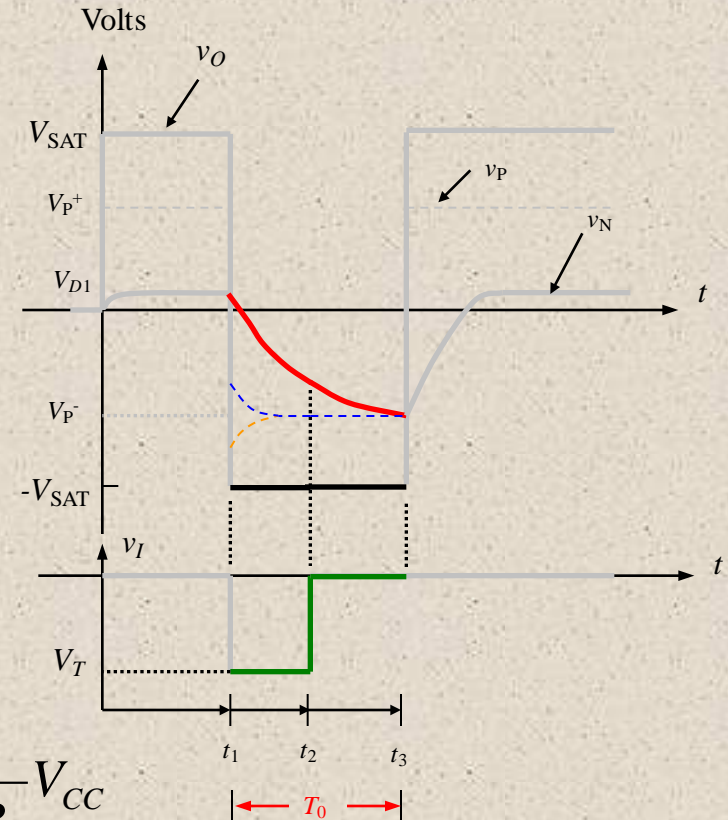
$$v_N(\infty) = -V_{SAT}$$

$$v_N(t_3) = v_P(t_3) = v_P(t_2) = -\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT}$$

- Expressió de càrrega de C_1

$$v_N(t) = v_{N(\infty)} + (v_{N(t_1)} - v_{N(\infty)}) e^{-\frac{t-t_1}{R_1 C_1}}$$

$$v_N(t_3) = -V_{SAT} + (V_{D1} + V_{SAT}) e^{-\frac{t_3-t_1}{R_1 C_1}} = -\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{CC}$$



$$T_0 = t_3 - t_1 = R_1 C_1 \cdot \ln \left[\left(1 + \frac{V_{D1}}{V_{SAT}} \right) \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \right]$$

Recuperació ($t_3 \leq t \leq t_4$)

- Quan $v_N < v_P$, $v_O = V_{SAT}$ i C_1 torna a carregar-se positivament
- v_P , canvia de signe i D_2 passa a *ON*

$$v_N(t_3) = -\frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT}$$

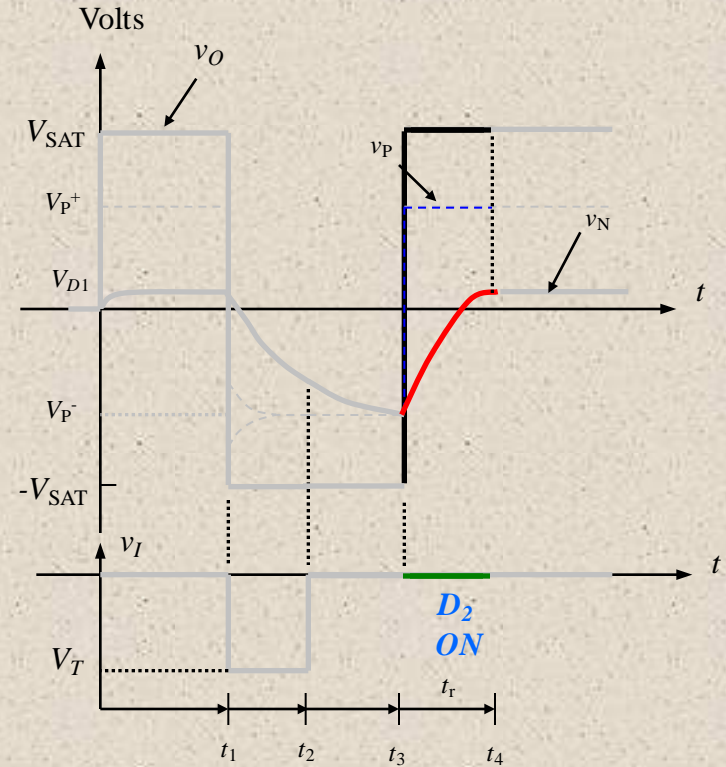
$$v_N(\infty) = V_{SAT}$$

$$v_N(t_4) = V_{D1} = 0.6V$$

$$v_N(t) = v_{N(\infty)} + (v_{N(t_3)} - v_{N(\infty)}) e^{-\frac{t-t_3}{R_1 C_1}}$$

$$v_N(t_4) = V_{CC} \left[1 - \frac{R_2 + 2R_3}{R_2 + R_3} e^{-\frac{t_4-t_3}{R_1 C_1}} \right] = V_{D1}$$

$$t_r = t_4 - t_3 = R_1 C_1 \cdot \ln \left[\frac{V_{SAT}}{V_{SAT} - V_{D1}} \cdot \frac{R_2 + 2R_3}{R_2 + R_3} \right]$$



Temps que cal esperar abans d'un nou 'trigger' per una nova temporització!!!

Exercici de disseny

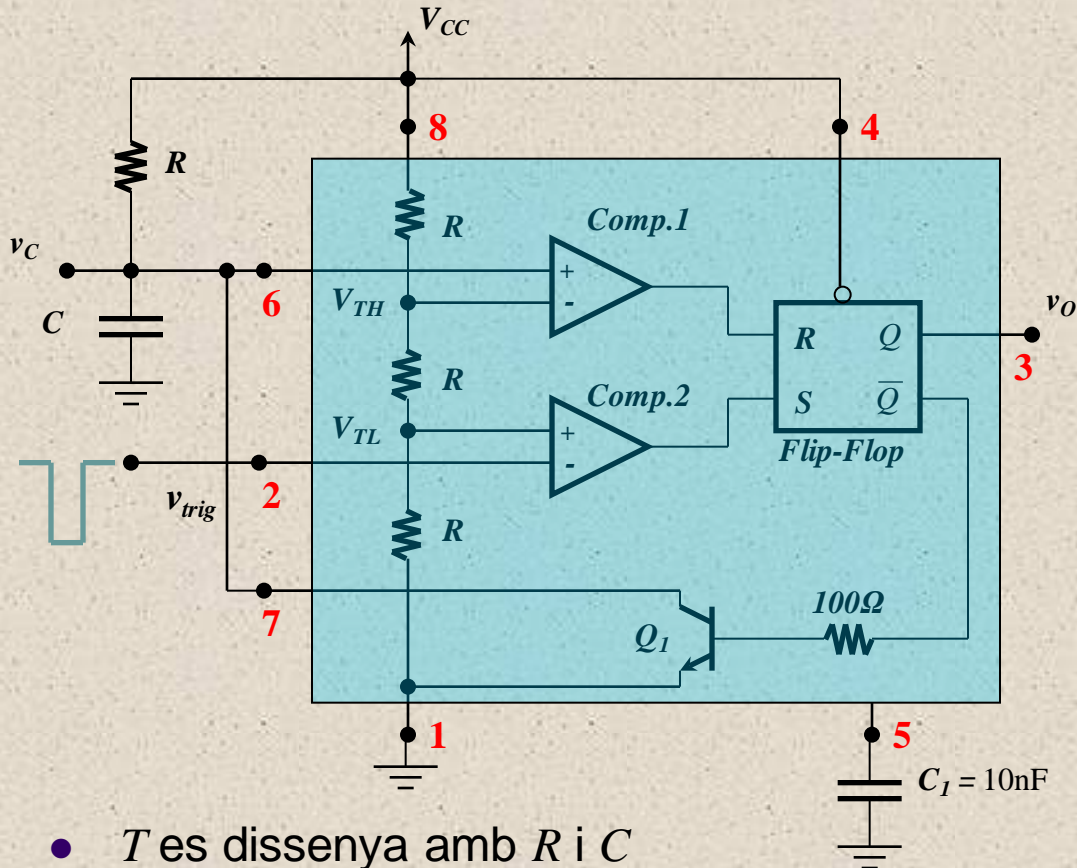
- Considerant l'amplificador operaciuonal ideal ($V_{SAT} = 15V$), Dissenyeu el circuit per obtenir una temporització $T_0 = 0.5mseg$.
- Dades: $V_{T(min)} = -0.9V$, $V_{D(On)} = 0.6V$
- Es recomana utilitzar els següents criteris:
 - 1) Trigger efectiu: $V_T < V_{D1} - \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{SAT} \Rightarrow R_2 > 9 \cdot R_3$
 - 2) Oscil·lació: $T_0 = t_3 - t_1 = R_1 C_1 \cdot \ln \left[\left(1 + \frac{V_{D1}}{V_{SAT}} \right) \left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \right] \Rightarrow R_1 C_1 = 3.46mseg$
 - 3) Càrrega de la xarxa de trigger: $R_4 \gg R_2 // R_3 = (9R_3) // R_3 = 0.9R_3$
 - 4) Dinàmica de la xarxa de trigger auxiliar més ràpida que la de temporització: $R_2 // R_3 \cdot C_2 \ll R_1 C_1 \rightarrow C_2 \ll 3.84 \cdot 10^{-3} seg / R_3$

Monoestable amb AO. Inconvenients

- Al connectar l'alimentació, pot succeir que $v_o = -V_{SAT}$
 - En aquest cas, cal esperar un temps ($t_4 - t_1$ aprox.) abans d'utilitzar el temporitzador (**temps de Set-up**).
- Sortida **no compatible amb TTL o CMOS**. T_0 està afectat pel **soroll d'alimentació** (depèn de V_{SAT})
 - Cal adaptar la sortida amb circuits de 'clamping' o 'drivers'
- En general, **el disseny és molt complexa** per una funció tant simple en l'àmbit industrial (2 condensadors i 4 resistències)
 - És **molt més simple** i **econòmic** treballar amb **circuits integrats** (com el 555)

*Monoestables amb operacionals
estan **en desús** o tenen **utilitat acadèmica** !!!*

Monoestable amb 555



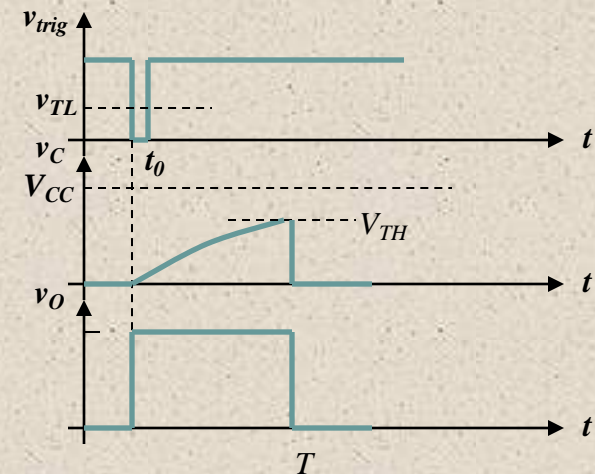
Càrrega de C a partir de $t = t_0$

$$v_C = V_{CC} \left(1 - e^{-t/RC} \right)$$

En $t=T$, $v_C = V_{TH} = 2/3 V_{CC}$

$$T = RC \cdot \ln(3) = 1.1 \cdot RC$$

Desactivació en $t = T$



- T es dissenya amb R i C
- Amb un tren de polsos a v_{trig} s'obté un altre tren a v_o de mateixa freqüència però amb amplada de pols modulada per V_{TH} (PWM.- **P**ulse **W**idth **M**odulation)

Linealitat

- Un **sistema lineal** és aquell compleix el **principi de superposició**

- Teorema:**

- Un sistema $T[\cdot]$ és *lineal* si, i només si:

$$T[a_1 \cdot x_1(t) + a_2 \cdot x_2(t)] = a_1 \cdot T[x_1(t)] + a_2 \cdot T[x_2(t)]$$

per qualsevol $x_1(t)$ i $x_2(t)$, i per $[a_1, a_2] \in \mathbb{R}$

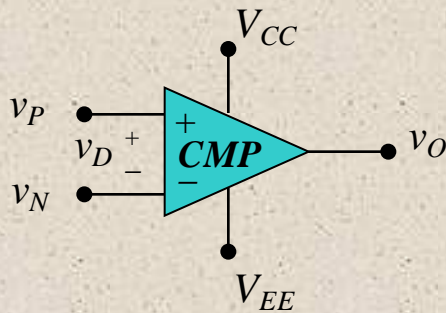
- Exemples:**

$$\left. \begin{array}{l} y(t) = k \cdot x(t) \\ y(t) = x(t^2) \end{array} \right\} \text{Sistemes lineals}$$

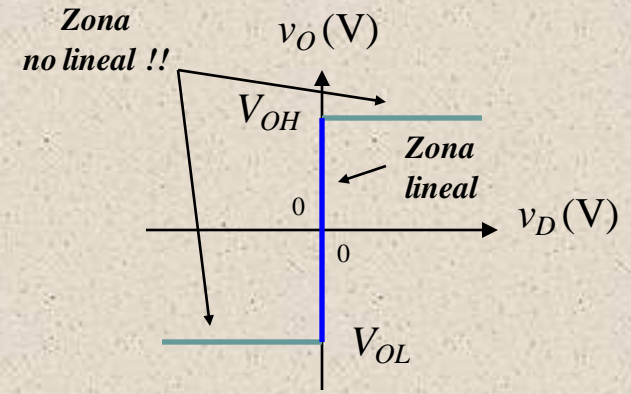
$$\left. \begin{array}{l} y(t) = x^2(t) \\ y(t) = e^{x(t)} \end{array} \right\} \text{Sistemes no lineals}$$

L'operacional com a comparador de tensió

- En operacionals, la linealitat es produeix amb **components lineals** (passius) en la **realimentació negativa**
- La no linealitat provoca que operi en la regió de saturació (**biestable**) i treballi com comparador de tensió



$$\begin{aligned} v_O &= V_{OL}, & v_P &< v_N \\ v_O &= V_{OH}, & v_P &> v_N \end{aligned}$$

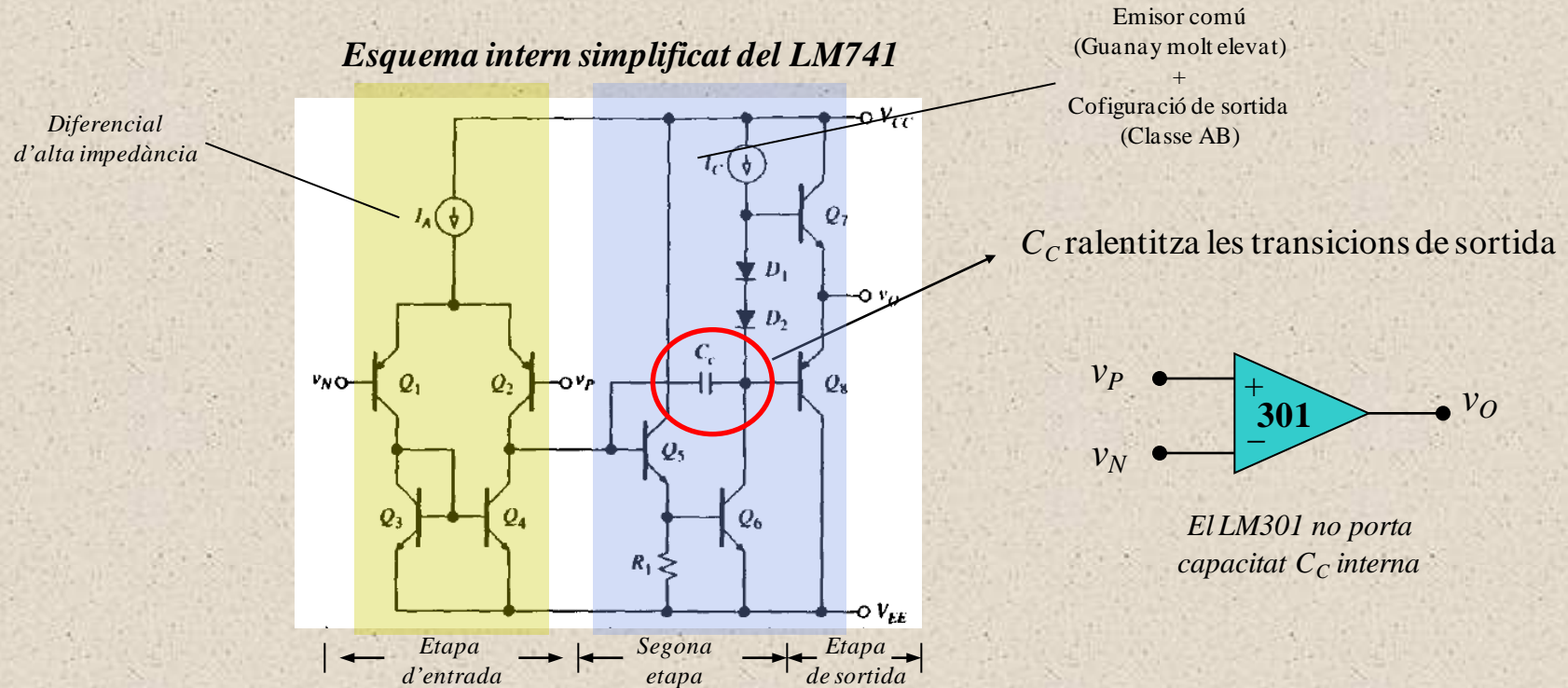


Comparador de tensió ideal

- Com s'aconsegueix?
 - 1) **Sense realimentació** (o realimentació positiva): amb operacionals de guany molt elevat
 - 2) **Amb realimentació negativa**: Utilitzant components no lineals (díodes, interruptors, etc) a la xarxa de realimentació

Comparadors i operacionals

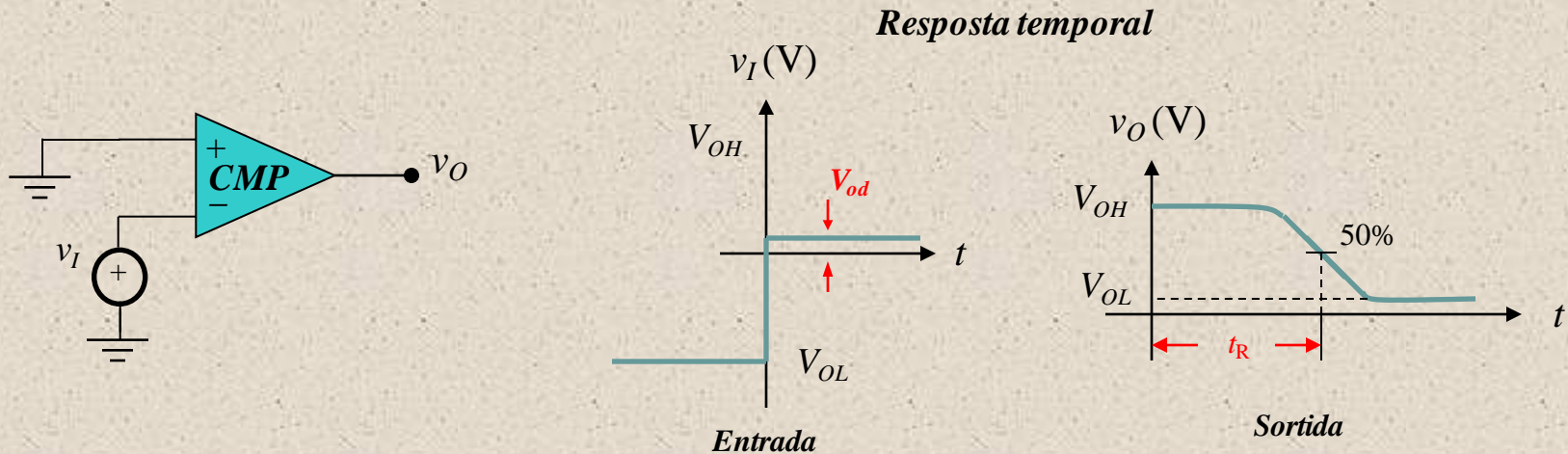
- En **llaç tancat** la compensació en freqüència és necessària per garantir estabilitat (pe. *LM741*). En **llaç obert** (comparadors) no es necessita



- Els operacionals no estan pensats per treballar en llaç obert (la seva dinàmica deixa molt que desitjar)

Comparadors. Temps de resposta

- Interessa saber la seva **rapidesa** en aplicacions d'alta velocitat

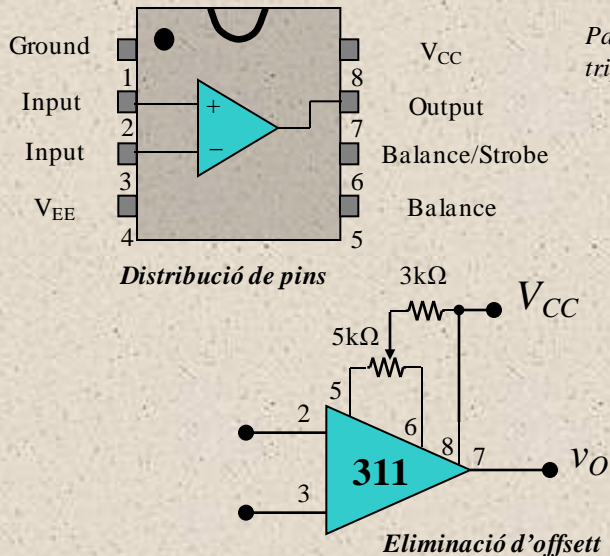


- Especificacions del 'datasheet' rellevants (pe: **LM741**):
 - Input overdrive** (V_{OD}). - Diferència mínima a l'entrada ($|v_P - v_N|$) per provocar un canvi a la sortida (**10mV**)
 - Rise time** (t_R) vs **Slew Rate** (SR)
 - t_R . - Temps en assolir el 50% del valor final
 - SR (**0.5V/ μ s**) = V_{SAT}/t_R (V_{SAT} . - Tensió de saturació: **13V**)
- $t_R = V_{SAT} / SR = 26 \mu s$

Els comparadors

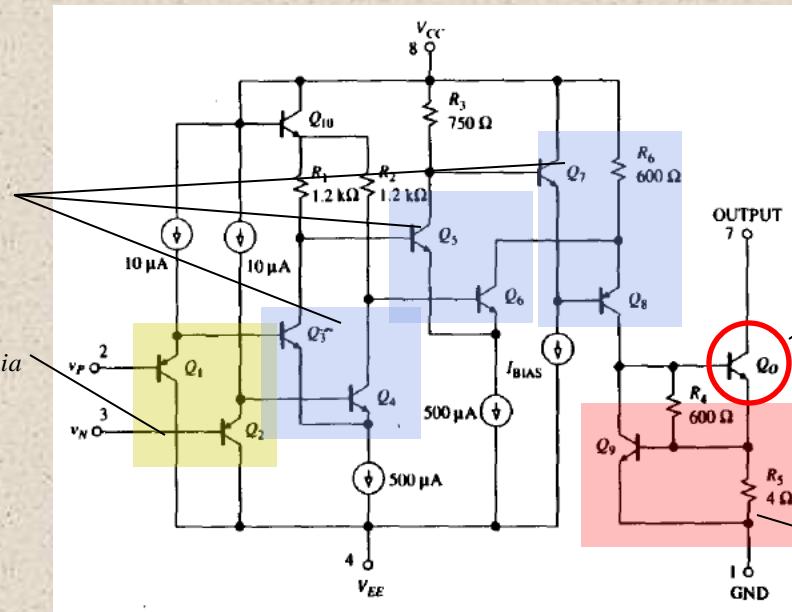
- Operacionals adaptats per treballar a alta velocitat de commutació (requisit del comparador):
 - Sense compensació interna
 - Guany molt** més **elevat** (Millora el comportament dinàmic)
 - Sortida adaptada** per connexió de sistemes digitals (open collector)

- Exemple: El **LM311**



Parell diferencial triple amb sortida unipolar

Diferencial d'alta impedància



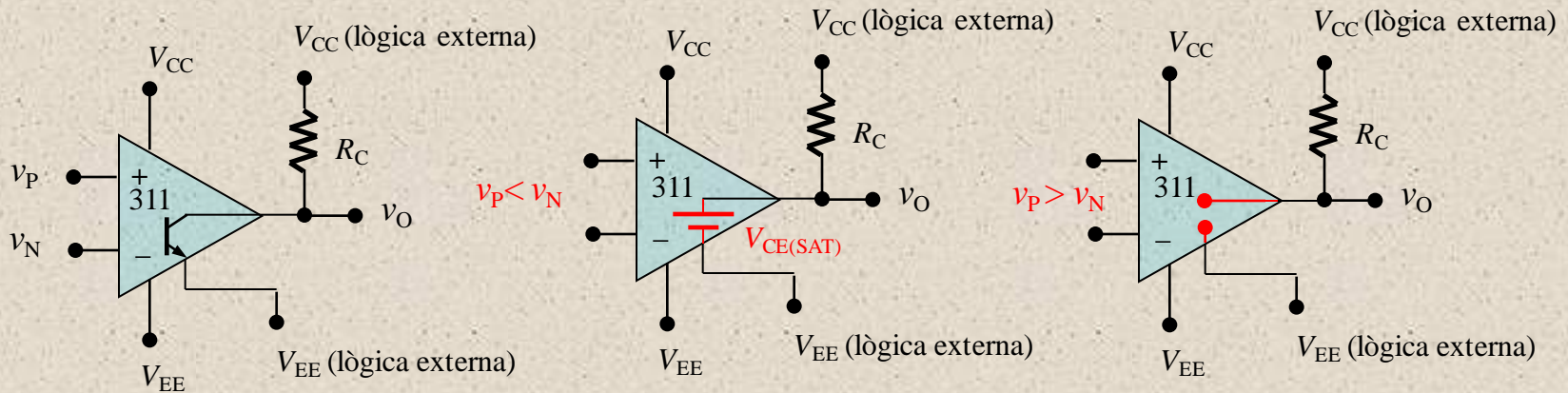
Transistor de sortida

Protecció de sobrecàrrega

Esquema intern simplificat

EI LM311 més a fons

- Funcionament:



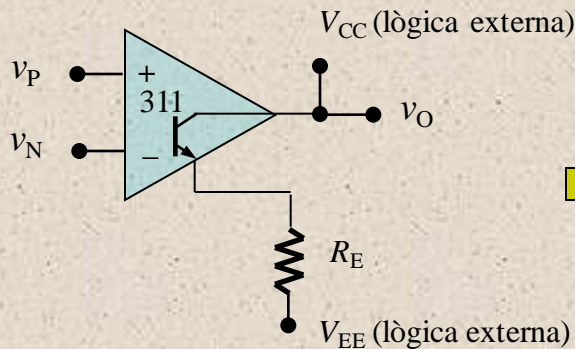
Polarització amb resistència de 'pull-up' (R_C)

Sortida a nivell baix (Q_0 ON)

$$v_O = V_{OL} \cong V_{EE} \text{ (lògica externa)}$$

Sortida a nivell alt (Q_0 OFF)

$$v_O = V_{OH} \cong V_{CC} \text{ (lògica externa)}$$



Polarització amb resistència de 'pull-down' (R_E)

Configuració habitual per càrregues referides a terra

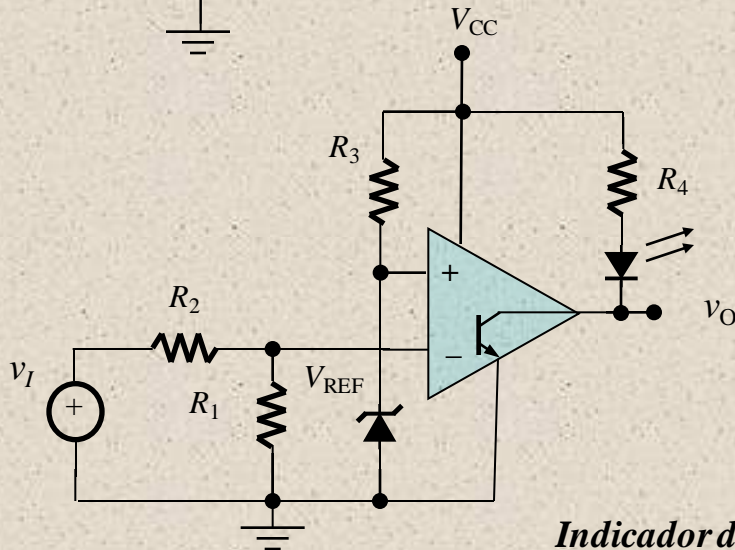
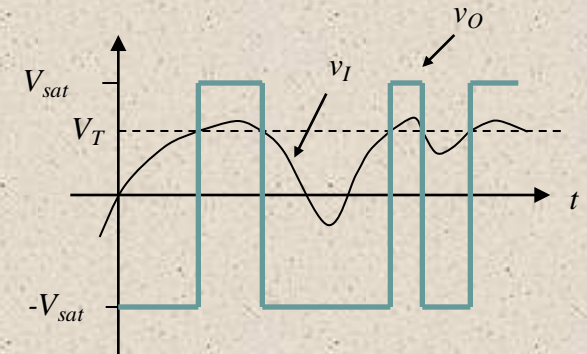
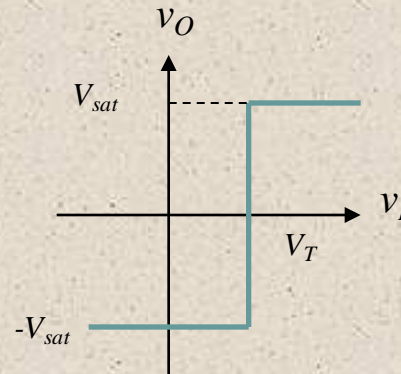
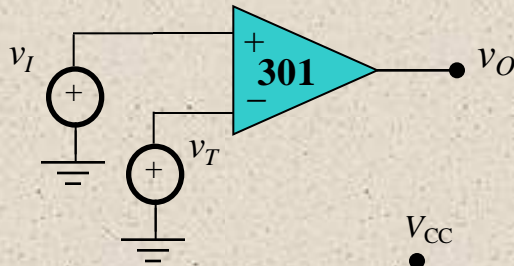


Tiristors (SCR)

Aplicacions. Detectors de nivell

- Per prendre accions específiques a la sortida (v_O) quan una entrada (v_I) supera un llindar (V_T)
- Llindar fixat per un circuit de referència

Amb operacional

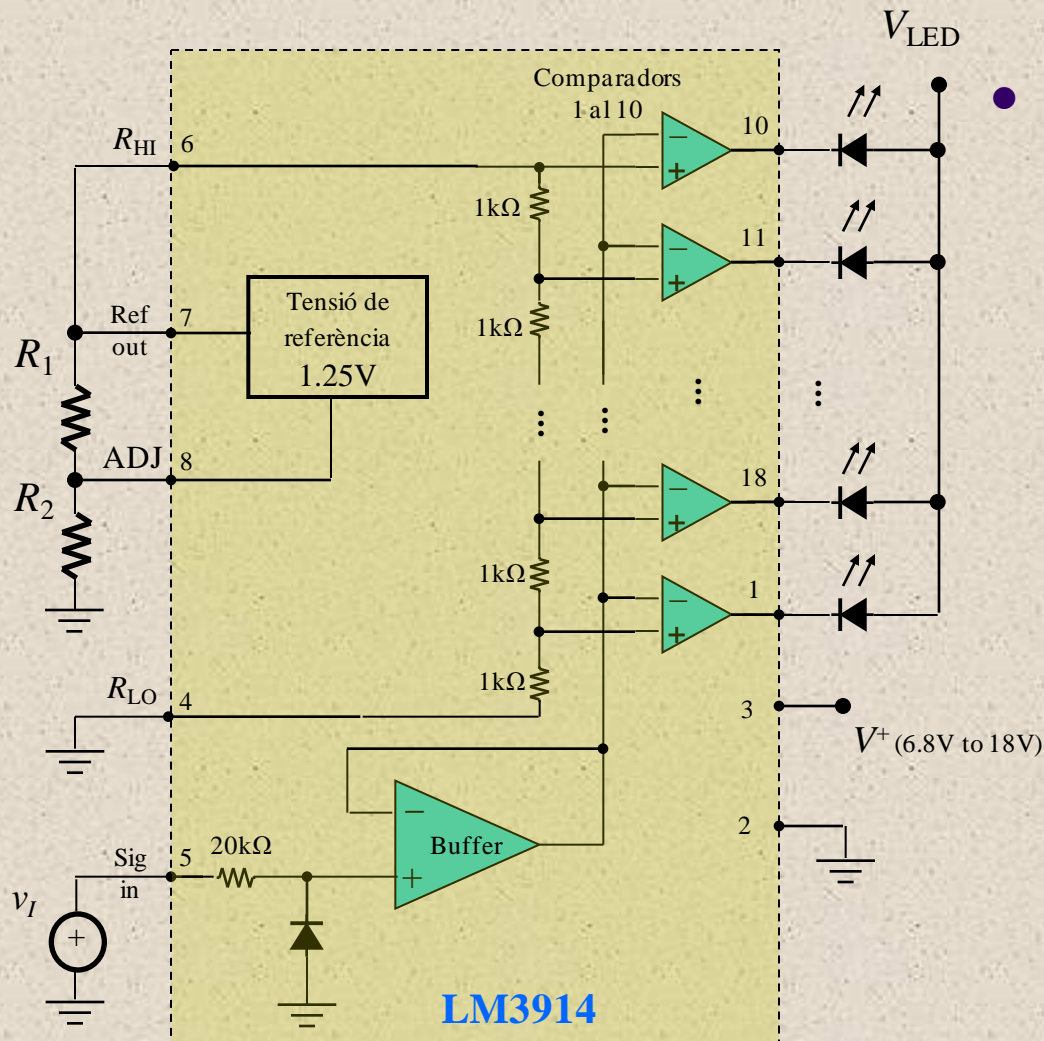


$$V_T = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{REF}$$

Valor d'activació és determina substituint v_I per V_T

Indicador de nivell òptic

Mesurador gràfic amb leds



Indicadors visuals del nivell de senyal:

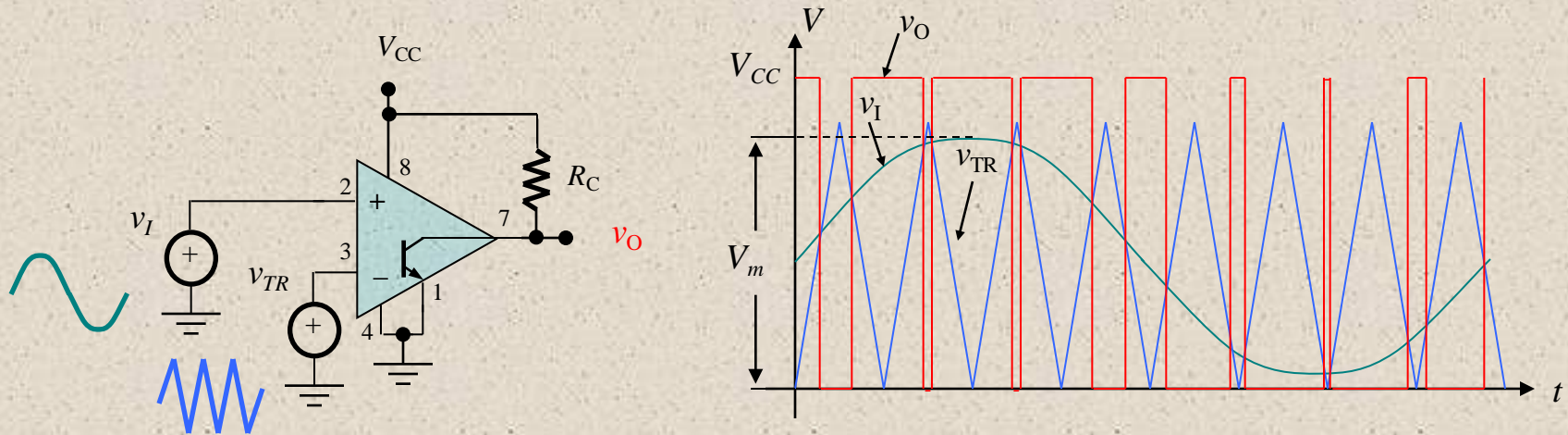
- Cada comparador amb activació (V_T) fixada per resistències
- Rang de treball configurable externament (R_{LO} , R_{HI})

$$V_{RHI} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{REF} + I_{ADJ} R_2$$

- Altres versions amb resistències logarítmiques (*LM3914 - 16*)
- Per mesurar nivells en dipòsits o l'intensitat de só en àudio (*vúmeter*)

PWM (Pulse-Width Modulation)

- **Dos senyals:** moduladora (v_I) i portadora (v_{TR} - triangular d'alta freqüència)
- **Sortida polsant** de mateixa freqüència que v_{TR} amb **amplada de pols variable** segons la magnitud de v_I

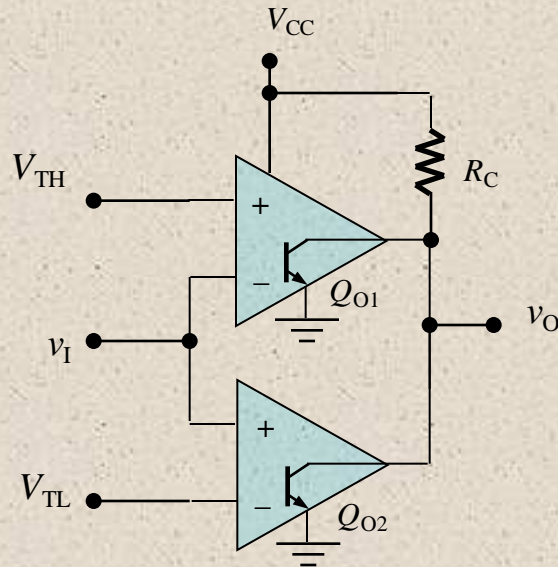


$$D(\%) = 100 \frac{T_H}{T_L + T_H} = 100 \frac{v_I}{V_m}$$

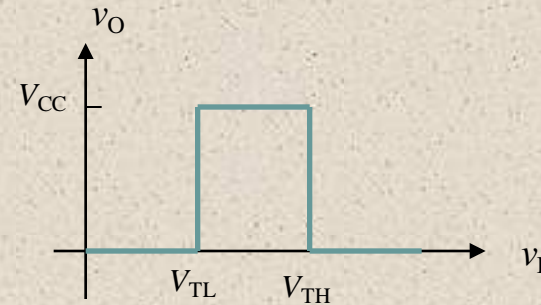
- Utilitzat en **codificació de senyal** (senyors, transmissió per RF), **control** de fonts commutades, SAI i **etapes de potència** (àudio)

Detector de finestra

- Per indicar quan una tensió cau dintre d'un rang prefixat $\{V_{TL}, V_{TH}\}$



Característica de transferència

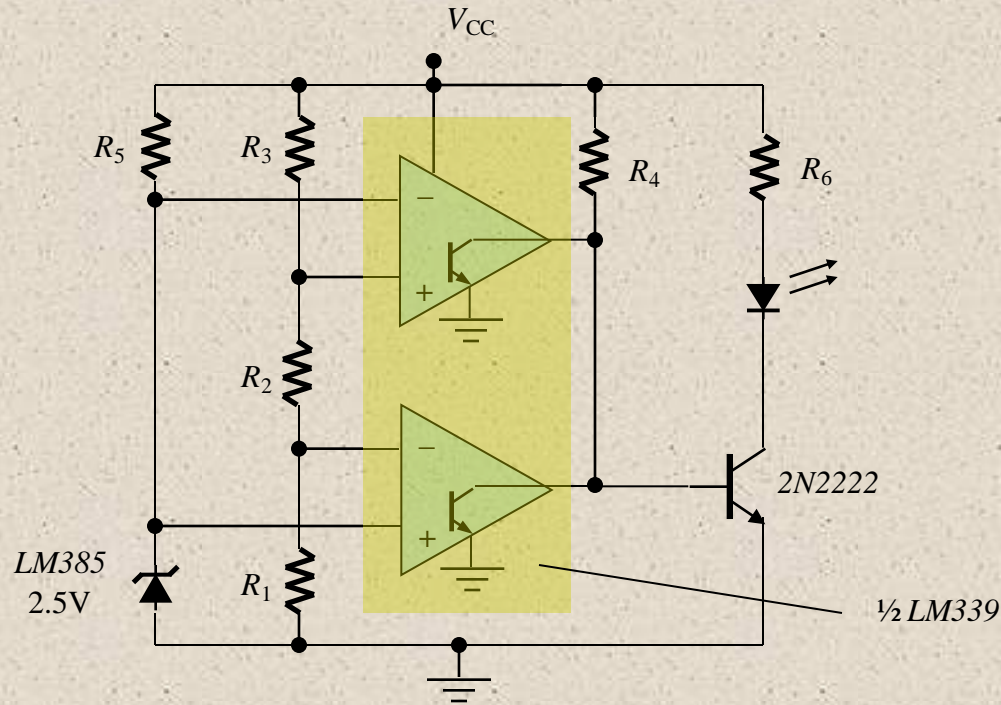


$$\begin{cases} v_I < V_{TL}, & Q_{01} = OFF, Q_{02} = ON & v_o = 0V \\ V_{TL} < v_I < V_{TH}, & Q_{01} = Q_{02} = OFF & v_o = V_{OH} \\ v_I > V_{TH}, & Q_{01} = ON, Q_{02} = OFF & v_o = 0V \end{cases}$$

- Utilitzat en línies de producció per al **test** i la detecció de productes (cricuits) que no estan dintre de les toleràncies

Exercici 6.1

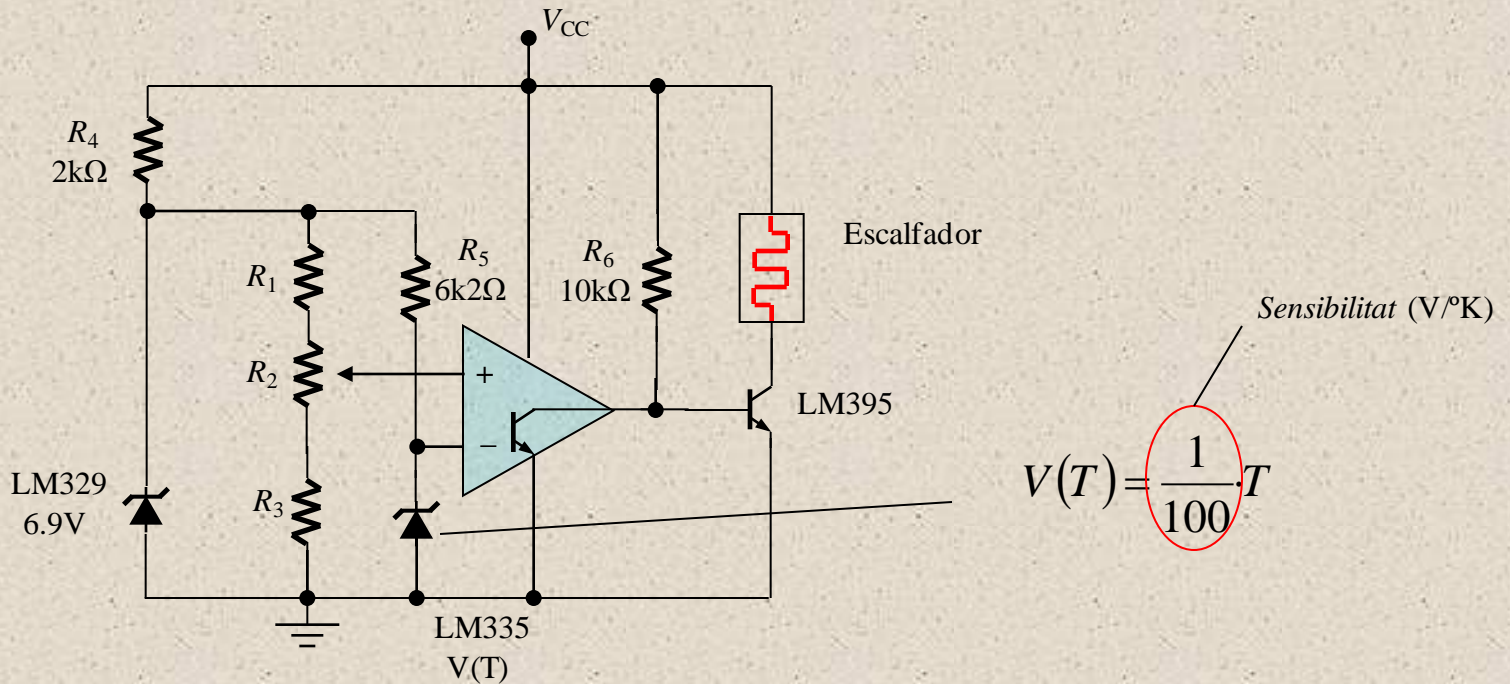
- Monitorització del valor d'alimentació d'una bateria



- Determineu components adients per a que l'indicador s'encengui quan V_{CC} dintre del rang **5V 5%**. Dades del Led: $V_{LED} \approx 1.5V$, $I_{LED} \approx 10mA$ i $I_{B(2N2222)} = 1mA$
- Modifiqueu el circuit per a que funcioni de manera oposada

Control On-Off

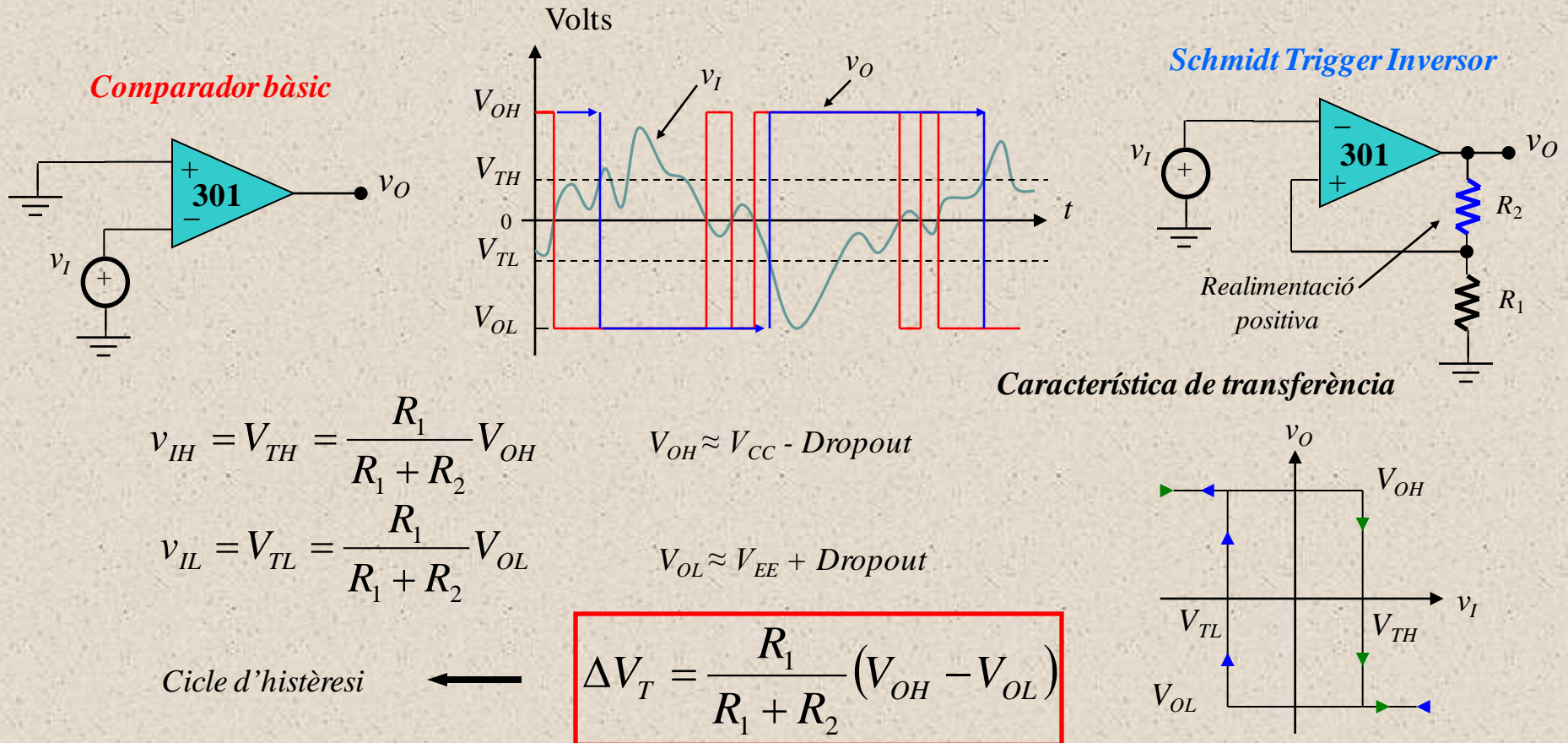
- Actuator '**tot o res**' (funció anàloga a la monitorització)
 - L'escalfador s'activa quan $V(T)$ està per sota de V_{REF} (fixa't pel divisor $R_1 - R_3$) i es desactiva per sobre d'aquest valor



- **Exercici 6.2.-** Dissenyeu resistències per fixar el valor de referència a **50 i 100°C** amb un potenciòmetre de 5kΩ

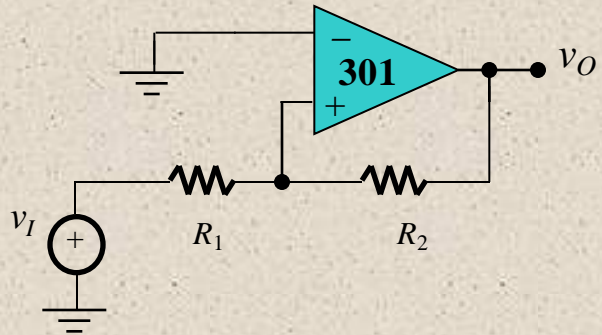
Schmidt Trigger

- Els controladors on-off presenten **cicles límit** que danyen als actuadors
- S'eviten introduint **cicles d'histèresi** (principi del *Trigger Schmidt*)

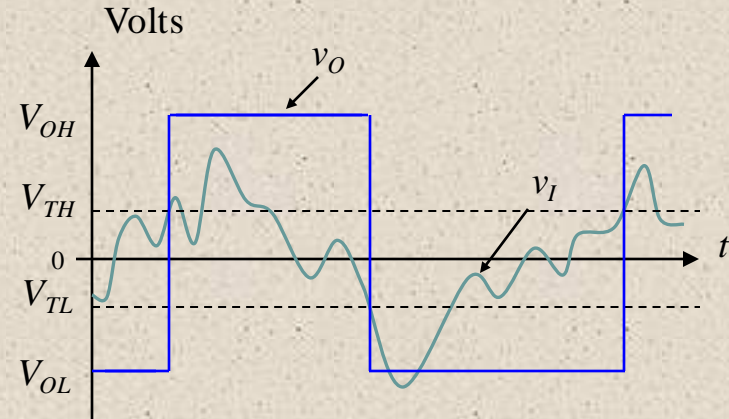
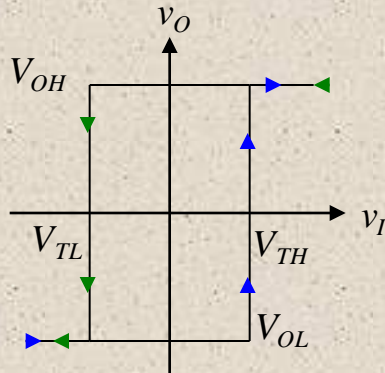


Schmidt Trigger no inversor

Schmidt Trigger no inversor



Característica de transferència



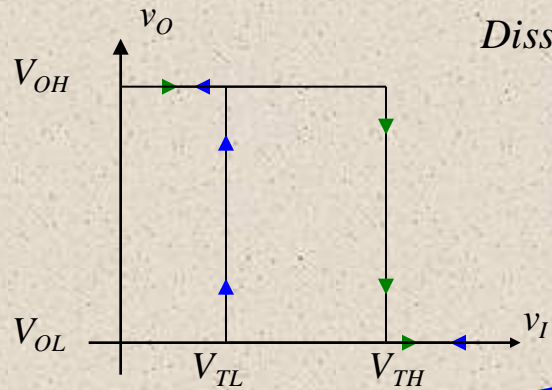
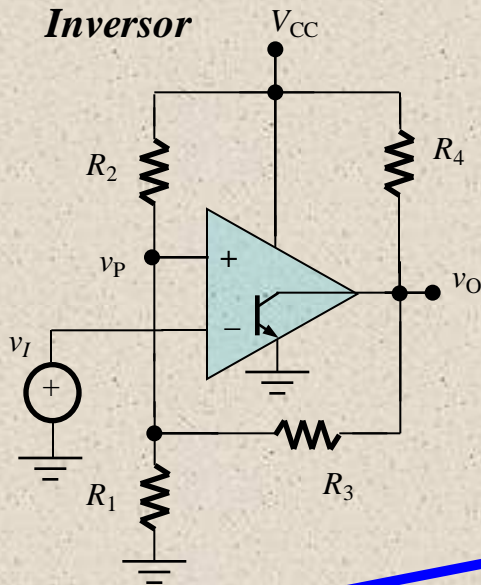
$$\Delta V_T = \frac{R_1}{R_2} (V_{OH} - V_{OL}) \quad \text{Cicle d'histèresi}$$

$$\left. \begin{aligned} V_{TH} &= -\frac{R_1}{R_2} V_{OL} \\ V_{TL} &= -\frac{R_1}{R_2} V_{OH} \end{aligned} \right\} \quad \text{Límits de la banda morta}$$

Schmidt Trigger. Offsetting

- Per desplaçar la histèresi quan només es disposa **d'una alimentació**

Inversor



Disseny:

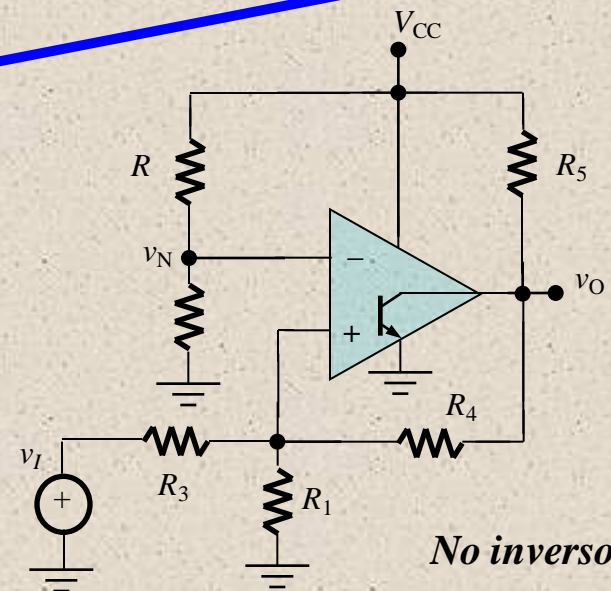
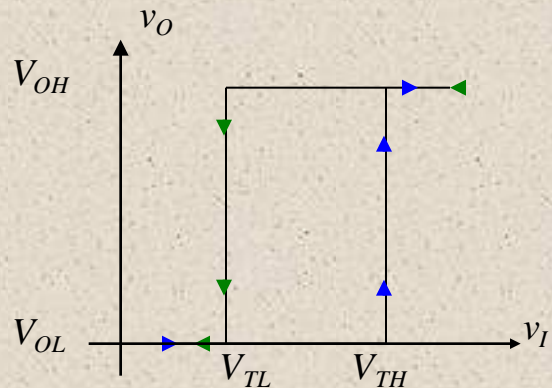
$$V_{TL} = \frac{R_1 // R_3}{R_1 // R_3 + R_2} V_{CC} \quad V_{TH} = \frac{R_1}{R_1 // R_3 + R_2} V_{CC}$$

$$R_4 \ll R_3 + R_1 // R_2$$

Disseny:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{V_{TH} - V_{TL}}{V_{CC}} \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{V_{CC} - V_{TL}}{V_{TH}}$$

$$R_5 \ll R_3 + R_4$$



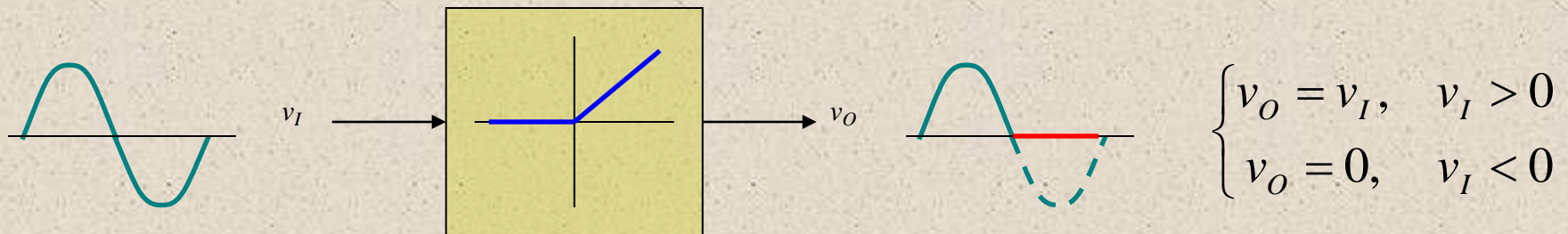
No inversor

Exercicis

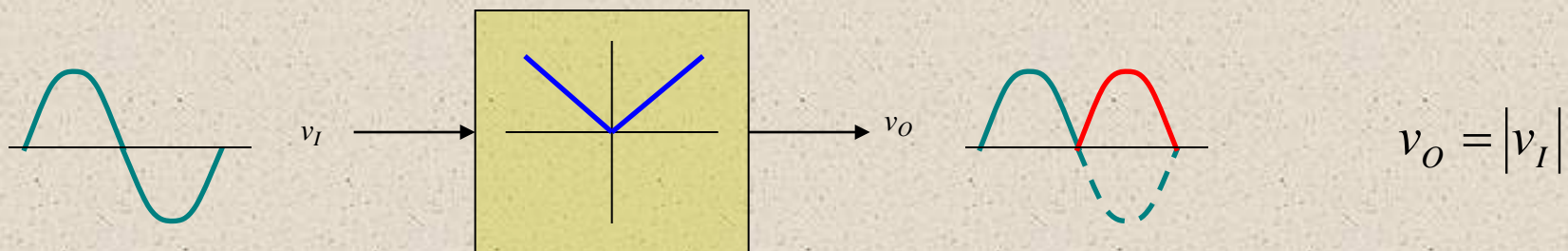
- **Exercici 6.3:** Dissenyeu un Schmidt Trigger inversor per obtenir: $V_{OL} = 0V$, $V_{OH} = 5V$, $V_{TL} = 1.5V$, $V_{TH} = 2.5V$.
- **Exercici 6.4:** Modifiqueu el circuit del termòstat per obtenir una histèresi de $1^{\circ}C$. Agafeu com $V_{BE(on)} = 0.9V$

Circuits rectificadors

- Dos tipus:
 - **Mitja ona (HWR.- Half-Wave Rectifier)**

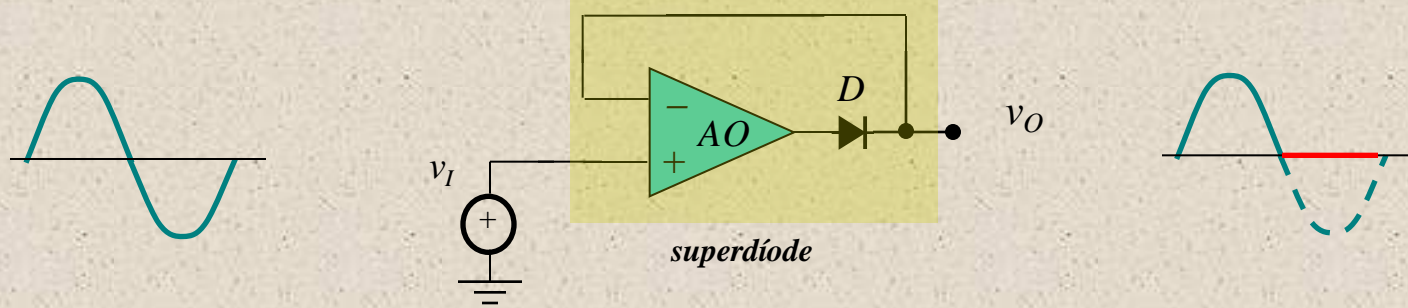


- **Ona completa (FWR.- Full-Wave Rectifier) o valor absolut**



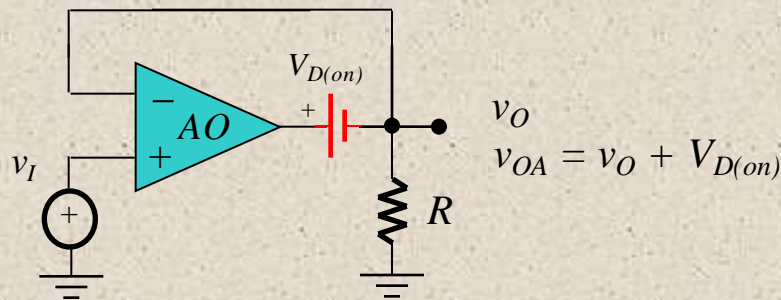
- S'implementen amb **díodes**

HWR bàsic

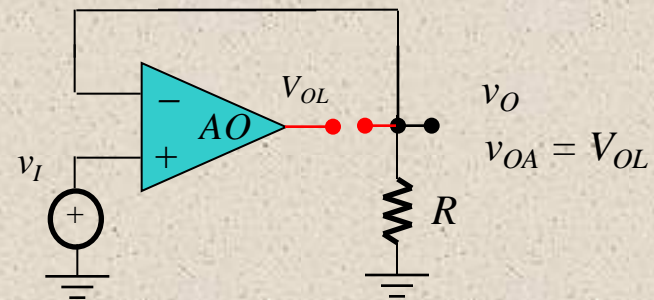


- Sortida rectificada referida a massa
- Funcionament:

1) $v_I > 0$



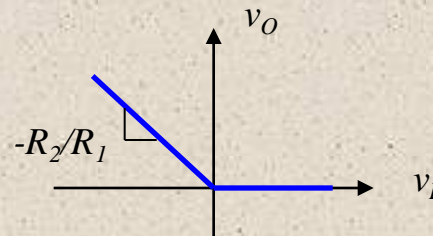
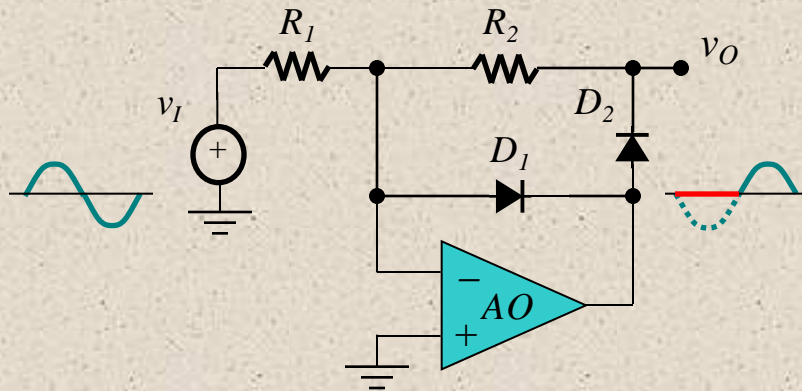
2) $v_I < 0$



- La limitació de SR **distorsiona la sortida** en la transició de 2) a 1).
Transició de v_{OA} que va de v_{OL} (-13V) a $v_I + V_{D(on)}$

HWR. *Half-wave Rectifier (inversor)*

- *Elimina la distorsió* de sortida (un segon diode D_1 força una sortida del operacional molt a prop del nivell de massa quan $v_O = 0$)



1) $v_I > 0$

$D_1 = ON, D_2 = OFF$

$v_{OA} = -V_{D1(on)}$

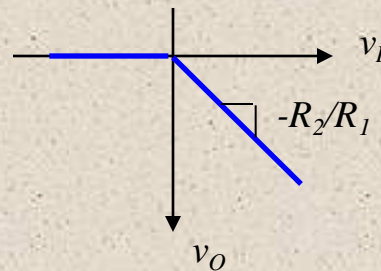
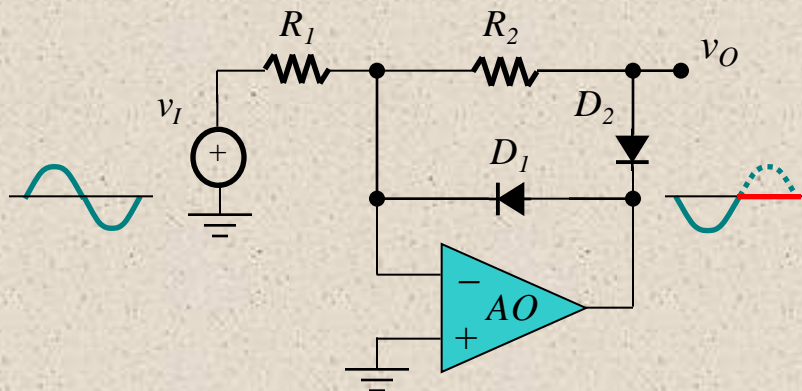
$v_O = 0$

2) $v_I < 0$

$D_1 = OFF, D_2 = ON$

$v_{OA} = v_O + V_{D2(on)}$

$v_O = -(R_2/R_1)v_I$



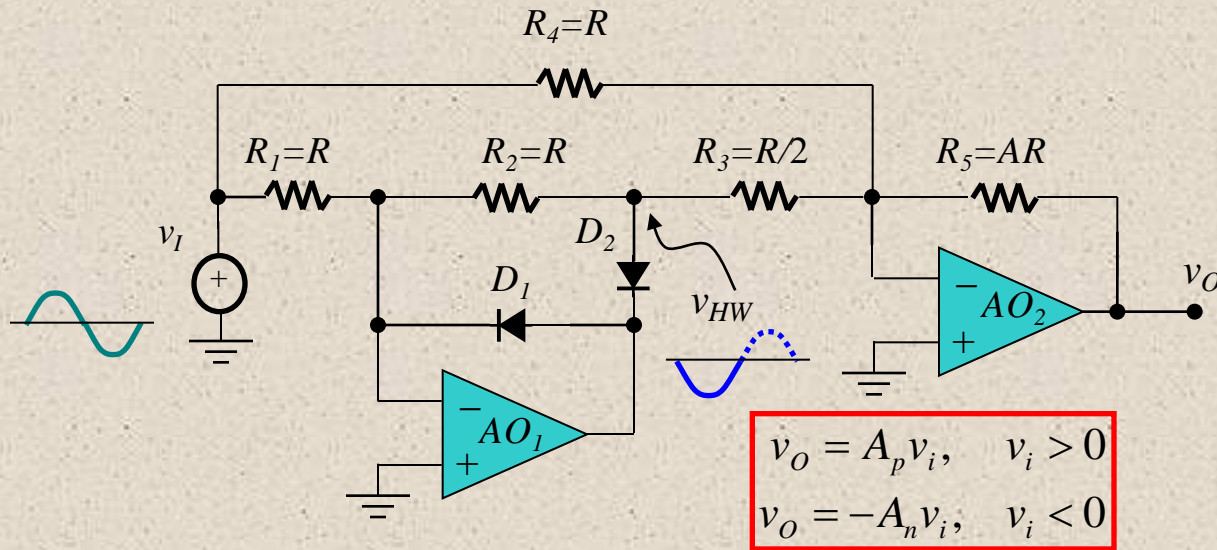
1) $v_I > 0$

$v_O = -(R_2/R_1)v_I$

2) $v_I < 0$

$v_O = 0$

FWR. Full-wave Rectifier



$$v_O = -\frac{R_5}{R_4} v_I - \frac{R_5}{R_3} v_{HW} = -(A v_I + 2 A v_{HW})$$

$$A_p = \frac{R_2 R_5}{R_1 R_3} \quad A_n = \frac{R_5}{R_4}$$

- Per obtenir, $v_O = A/v_I$, s'ha d'imposar: $R_1 = R_2 = R_4 = R$, $R_3 = R/2$ i $R_5 = AR$
- **Sensible a toleràncies** de les resistències. Un 1% de tolerància pot causar un error del 8% de l'entrada

- *p.- tolerància (1%)*

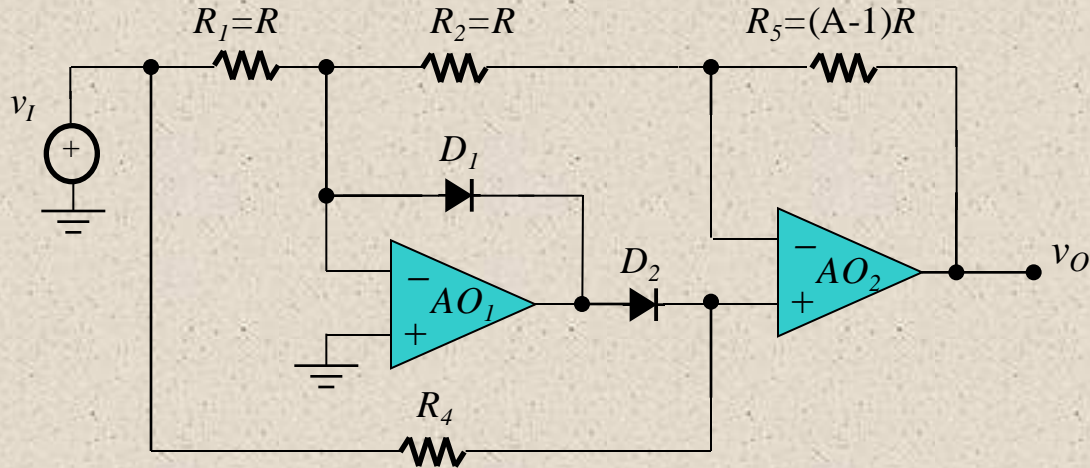
- $R_2 = R_4 = R(1+p)$

- $R_1 = 2R_3 = R(1-p) \rightarrow |A_p - A_n|_{\max} = 2A \left(\frac{1+p}{(1-p)^2} - \frac{1}{1+p} \right) \rightarrow 100 \frac{|A_p - A_n|_{\max}}{A} \cong \underline{800p}$

- $A = R_5/R$

FWR. Full-wave Rectifier (i II)

- La següent realització només requereix **aparellar dos resistències**



- Quan $v_I > 0$, $D_1 = ON$ i $D_2 = OFF$. R_4 connecta v_I a AO_2 que funciona com no inversor.
- Quan $v_I < 0$, $D_1 = OFF$ i $D_2 = ON$. AO_1 manté realimentació negativa via v_O , R_2 i R_3 $(0 - v_I)/R_1 = (v_O - 0)/(R_2 + R_3)$

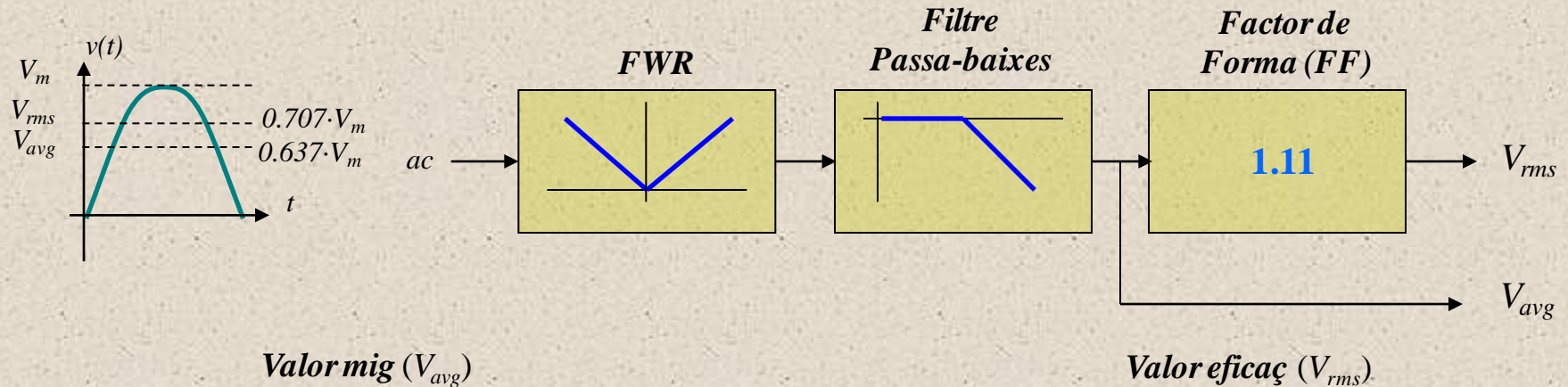
$$A_p = 1 + \frac{R_3}{R_2}$$

$$A_n = \frac{R_2 + R_3}{R_1}$$

- Si $R_1 = R_2 = R$ i $R_3 = (A-1)R$; $A_p = A_n = A$ i $v_O = A/v_I$

Mesura de magnituds sinusoidals

- Proporciona un valor DC proporcional a l'amplitud del senyal. Valor mig (un semi-cicle) i eficaç

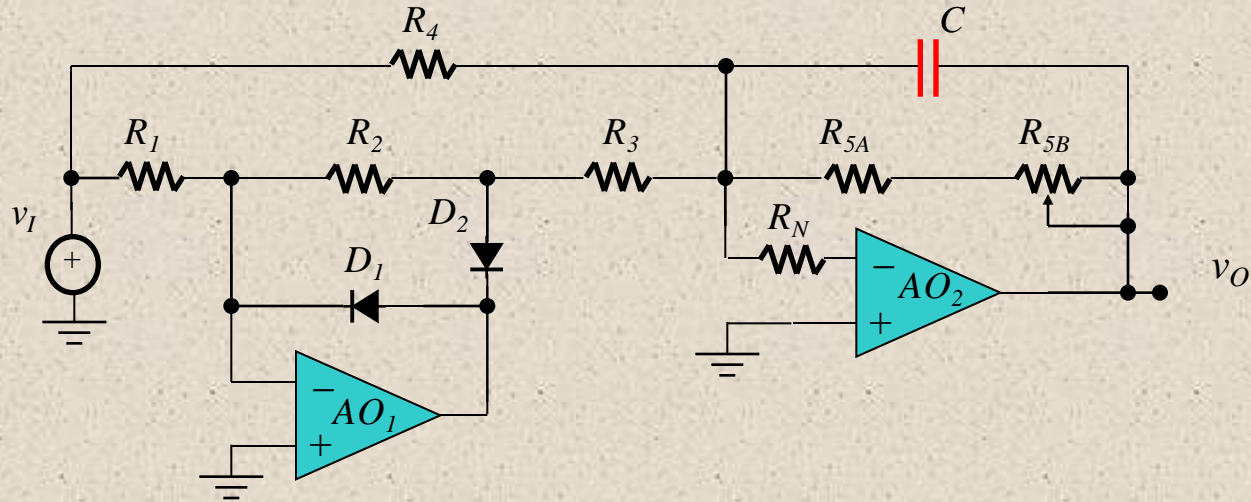


$$V_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T |v(t)| dt = \frac{2}{\pi} V_m = \underline{0.637 \cdot V_m} \quad V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = V_m / \sqrt{2} = \underline{0.707 \cdot V_m}$$

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{avg}} = \underline{1.11}$$

- També es coneix com **convertidor AC-DC** i s'utilitza en **multímetres**

Convertidor AC-DC. Esquema elèctric



- El **factor de forma** s'ajusta amb R_{5B}
- C proporciona filtratge passa-baixes.

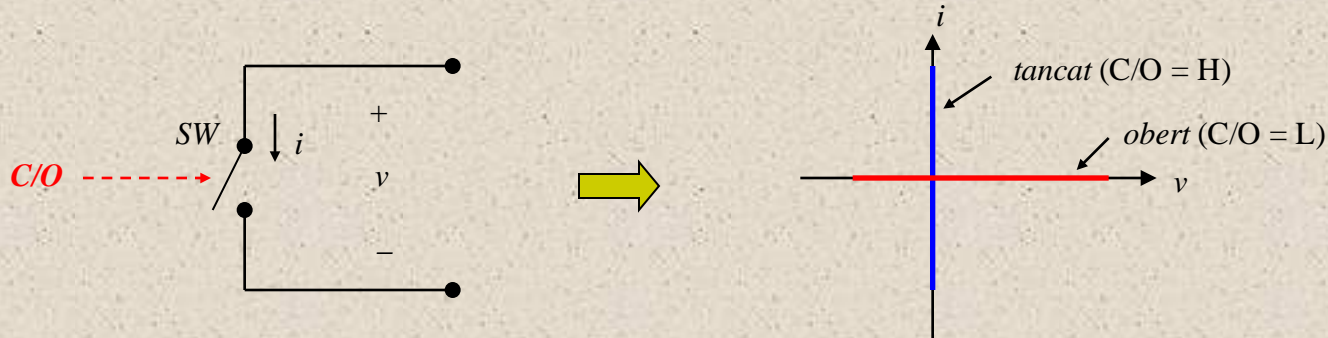
Freqüència de tall $\rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi R_5 C}$

- El valor de C ha de ser gran per mantenir l'arissada dintre de les especificacions

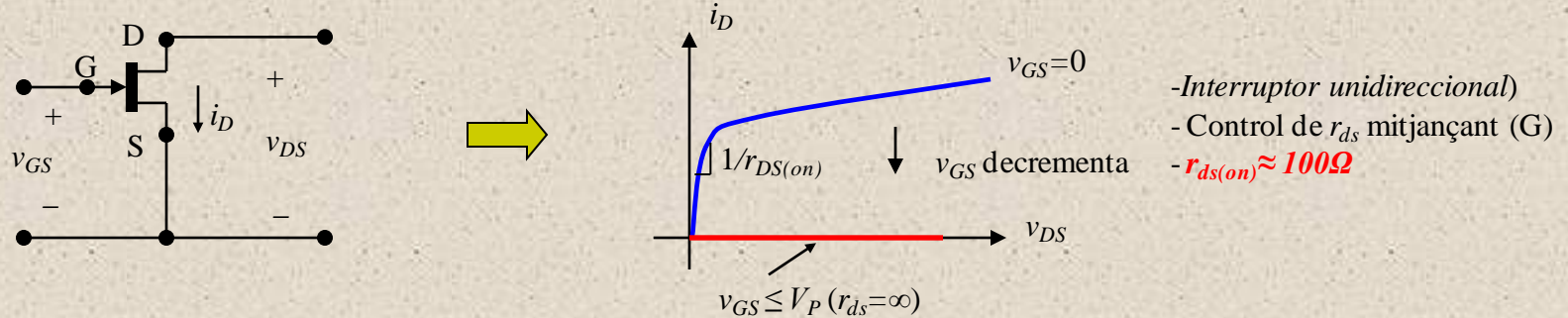
• pe: Error d'arissada 1% $\rightarrow C \gg \frac{1}{4\pi R_5 f_{\min}} \rightarrow C \approx \frac{100}{4\pi R_5 f_{\min}}$

Interrupctors analògics

- Estat controlat electrònicament (tensió)



- Dispositius amb control de resistència en el canvi On-Off (JFET, MOS)

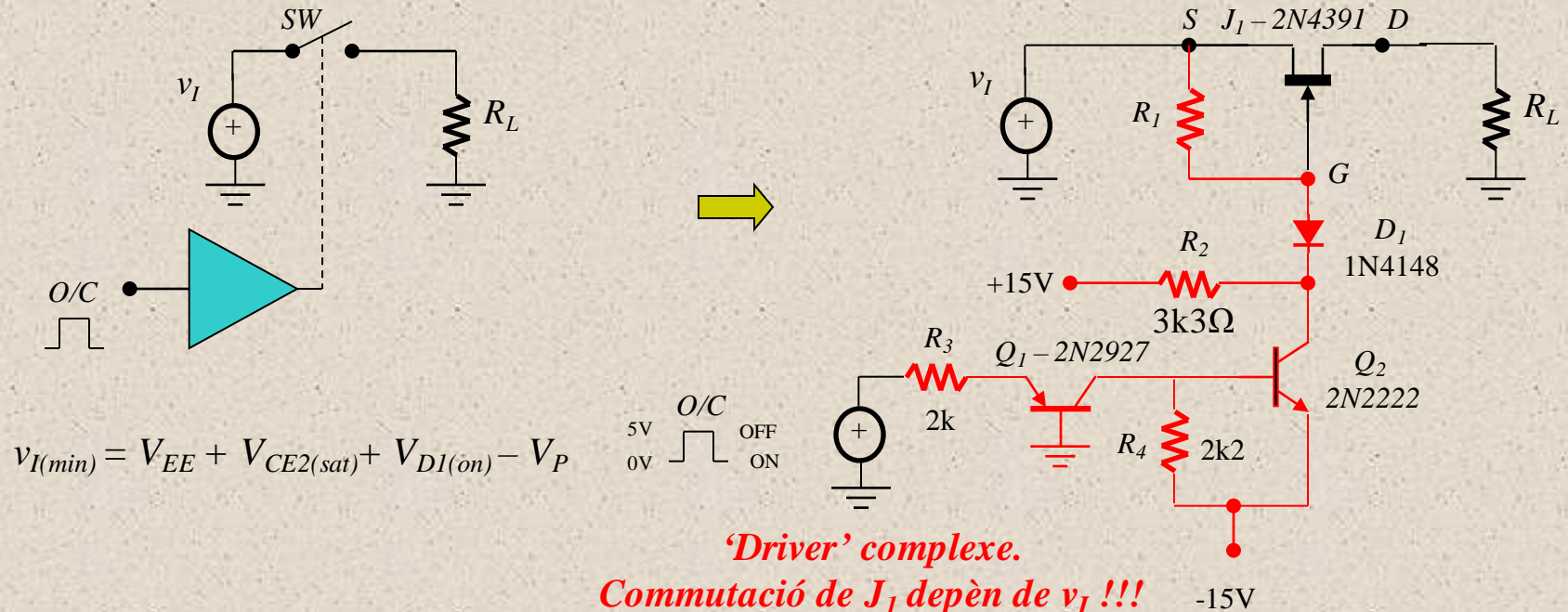


- Aplicacions

- Gestió de senyals en l'adquisició de dades i reconfiguració d'equips d'instrumentació (**A/D, S/H, generadors de funcions, etc**)

JFET. Punt Flotant

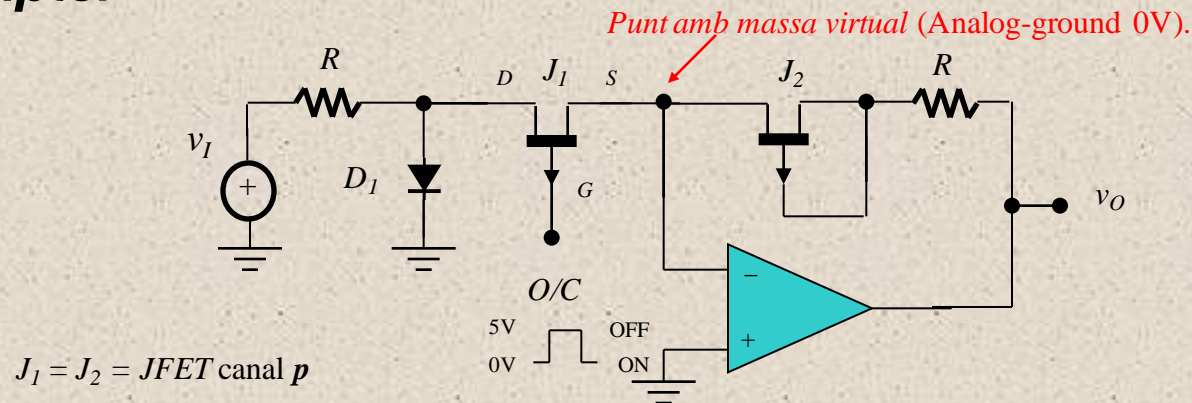
- Requereix d'un circuit 'driver' que tradueixi l'ordre del control al actuator



- 1) Si $O/C = 0 \rightarrow Q_1 = OFF$ ($V_{EB} = 0V$), $Q_2 = OFF$ ($V_{BE} = 0V$) i $D_1 = OFF$ (Pull-up R_2) $\rightarrow v_G = v_S = v_I$ ($v_{GS} = 0$) $\rightarrow J_1 = \text{Tancat}$
- 2) Si $O/C = 5V \rightarrow Q_1 = ON$ ($V_{EB} = 0.7V$), $Q_2 = ON$ ($V_{BE} = 0.7V$) i $D_1 = ON \rightarrow v_G = 0V$ ($v_{GS} = -v_I$) $\rightarrow J_1 = \text{Obert}$

JFET. Massa virtual

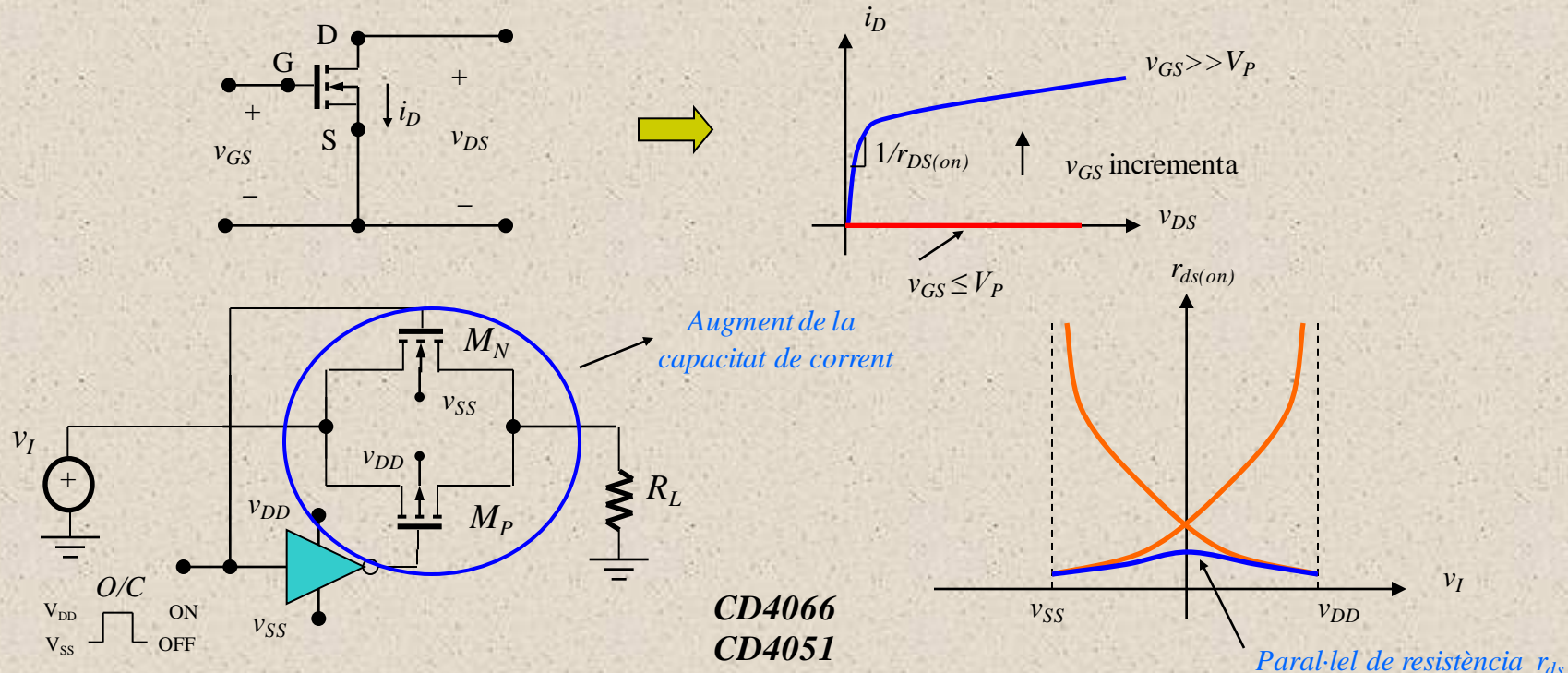
- El 'driver' es simplifica deixant **tensió fixa en un dels terminal de l'interruptor**



- $J_2 = T$ de manera permanent ($v_{GS2} \approx 0$). $r_{ds1} = r_{ds2}$ (aparellades). D_1 evita que J_1 estigui a ON per transicions positives de v_I (v_I ha de ser **negatiu**)
- 1) Si $O/C = 0 \rightarrow v_{GS1} \approx 0 \rightarrow J_1 = T \rightarrow v_O / v_I = -(R + r_{ds2}) / (R + r_{ds1}) = -1$
- 2) Si $O/C = 5V \rightarrow v_{GS1} > V_P \rightarrow J_1 = O \rightarrow v_O / v_I = -(R + r_{ds2}) / \infty = 0$
- Replicant J_1, D_1 i R es poden aconseguir configuracions **multiplexades**
- Circuits integrats: **AH5010** (National Semiconductor)

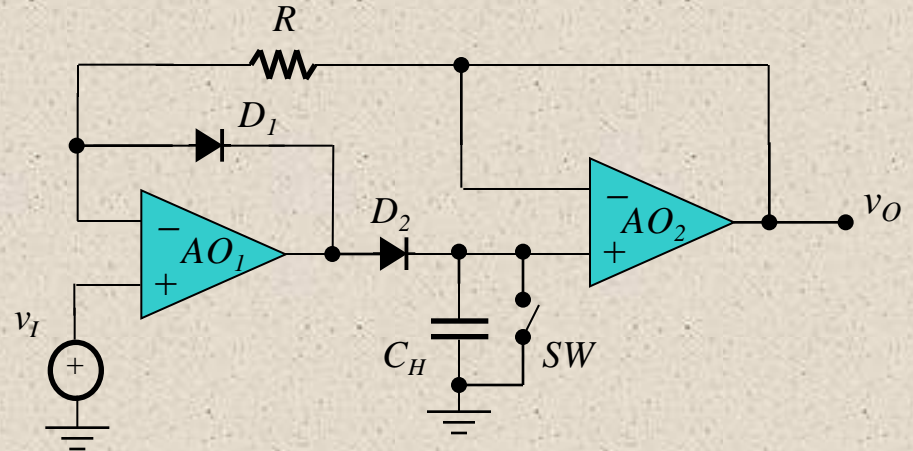
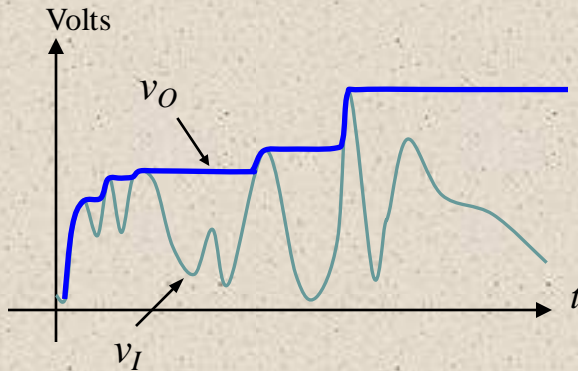
Interruptors amb MOSFET

- Configuració **MOS massa virtual**:
 - n -MOS a OFF quan $v_{GS} = 0$ i ON quan $v_{GS} > V_P$ ($V_P > 0$). Situació contrària amb els p -MOS
- En lloc de la configuració **MOS flotant** s'utilitzen **MOS complementaris**



Detectors de pic (valor màxim)

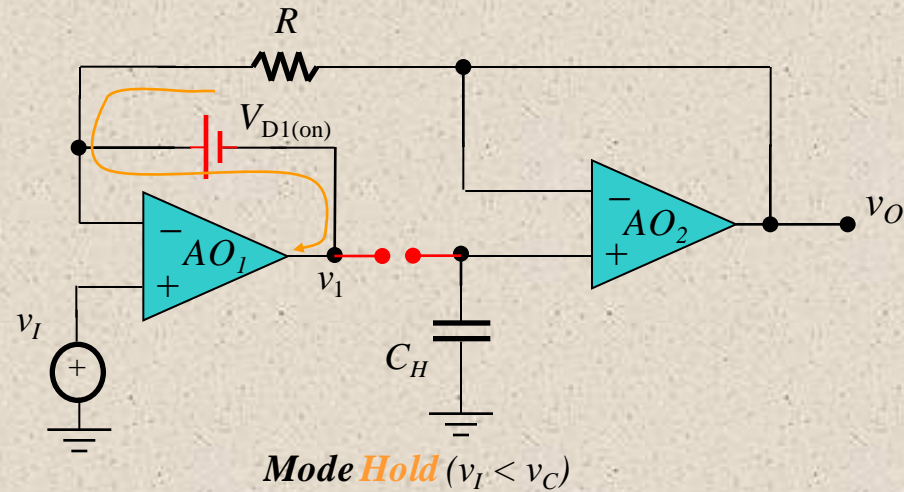
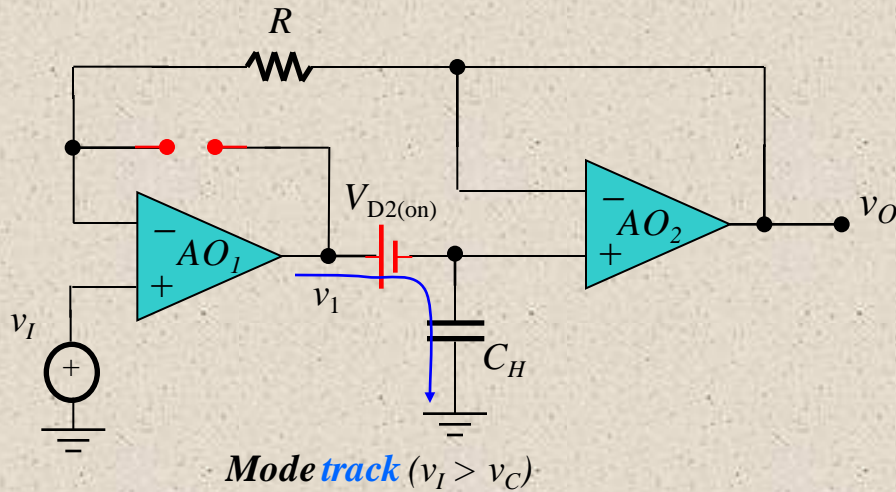
- Segueix l'entrada fins al valor màxim, i el manté a la sortida mentre no torni a ser superat



- C_H .- Memòria analògica que guarda el valor màxim
 - D_2 habilita la càrrega de C amb un pic d'entrada i evita la descàrrega quan s'esvaeix
 - OA_1 carrega C_H al valor de pic a través de D_1 i D_2
 - OA_2 evita la descàrrega de C_H gràcies a la seva alta impedància d'entrada (i D_2)
 - R proporciona aïllament $v_O - v_{AO1}$ quan la sortida del OA_1 és inferior a V_C
- Utilitzat en aplicacions d'**instrumentació** i **test**

Detectors de pic (i II)

- Dos modes de funcionament: **Track** i **Hold**



- El seguidor format per AO_1 i D_1 agafa una còpia de v_I ($v_1 \approx v_I$).
- D_1 passa a OFF i D_2 habilita la càrrega de C_H que **segueix** v_1 sense que AO_1 perdi la realimentació negativa proporcionada a través de R - AO_2 - D_2 .
- v_1 comença a disminuir amb v_I , provocant que D_2 passi a OFF.
- AO_1 manté la realimentació amb el camí alternatiu que proporciona D_1 que passa a ON. C_H **manté la seva tensió** ja que no pot descarregar-se.
- El **detector negatiu** s'obté **canviant la polaritat** dels diodes

Limitacions de C_H

- **Leakage.** Al mode 'hold', v_C no es manté del tot constant (I_L .- leakage)

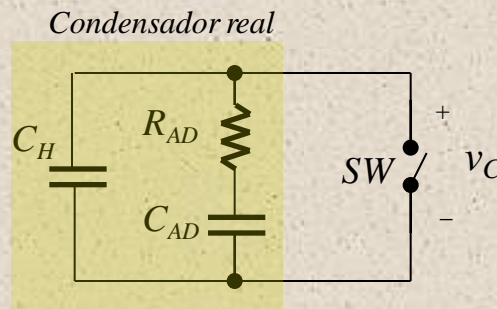
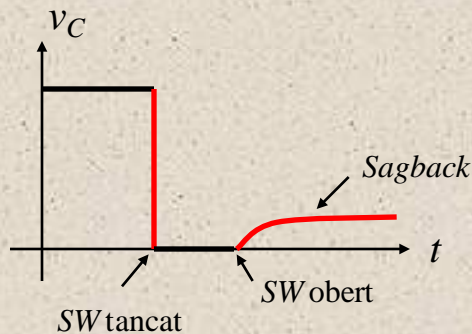
$$\frac{dv_O}{dt} = \frac{I_L}{C_H}$$

- **Exemple:** Una pèrdua de $I_L = 1\text{nA}$ i un condensador $C_H = 1\text{nF}$, provoca un decaïment de **1 V/seg (1 mv/mseg)**.
- Interessa C_H elevada per reduir les pèrdues però al mateix temps petites per transicions ràpides del mode 'track'

- **Limitació de velocitat** \longrightarrow

$$\frac{I_{AO1(\max)}}{C_{H(\min)}} \leq SR_{AO1}$$

- **Absorció dielèctrica (Sagback)**

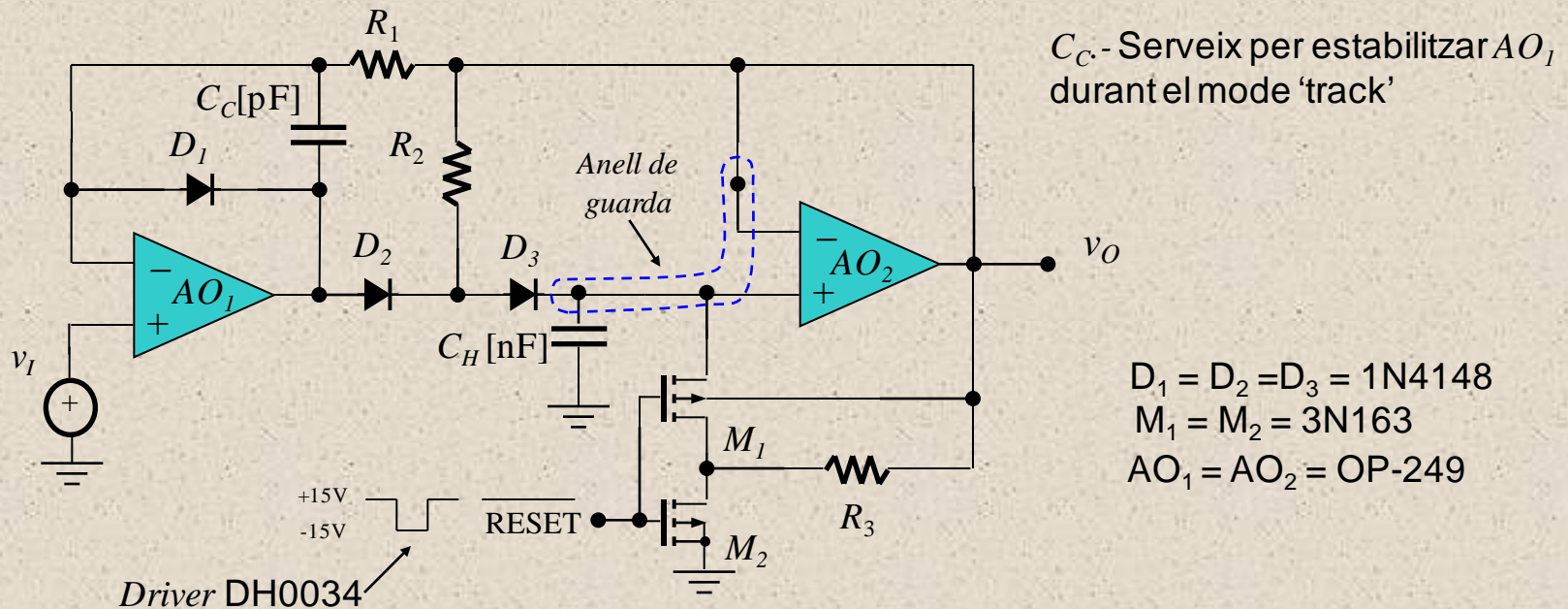


Degut a R_{AD} , C_{AD} manté part de la càrrega, tot i $SW=ON$, que es trans- fereix a C quan $SW=OFF$

Els condensadors de **poliestirè**, **polipropilè** i **tefló** tenen menor absorció dielèctrica i 'leakage'

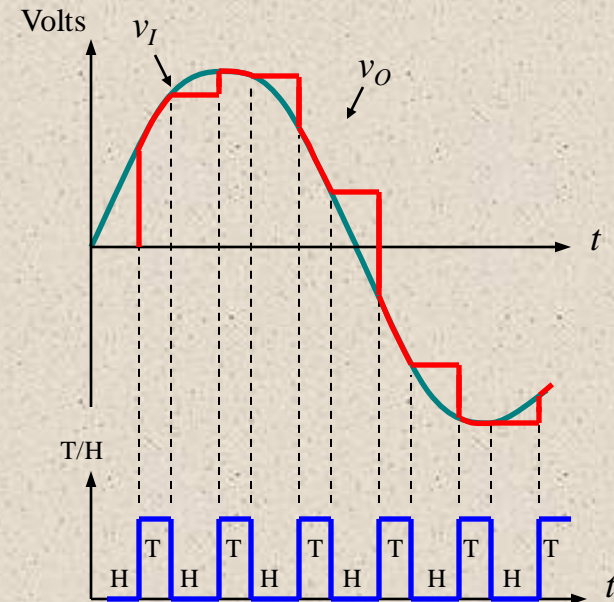
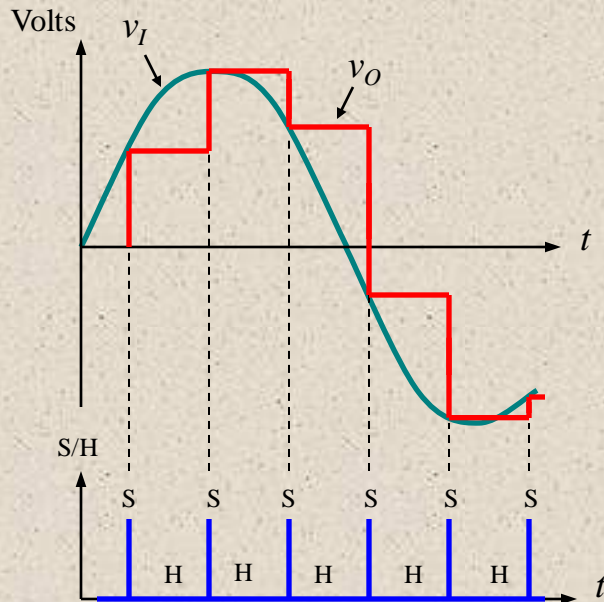
Leakage. Altres fonts i minimització

- Leakage pel disseny de la **PCB** → Tècniques de traçat amb **línies de guarda** a l'entrada.
- Corrent de **polarització** de AO_2 (I_B) → Cal utilitzar operacionals amb entrada JFET ($I_B \approx 0$)
- Corrent inversa en **díodes** i **polsador** (SW)



'Sample & Hold'

- Circuit de captura *instantània* del valor de entrada. És part del A/D

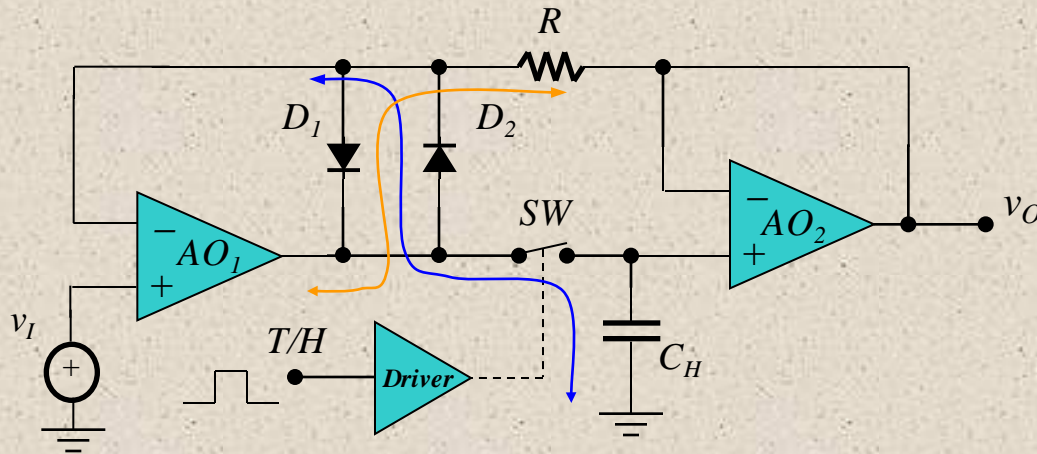


Sample & Hold \longrightarrow Captura instantània és impossible d'aconseguir a la pràctica \longrightarrow Track & Hold

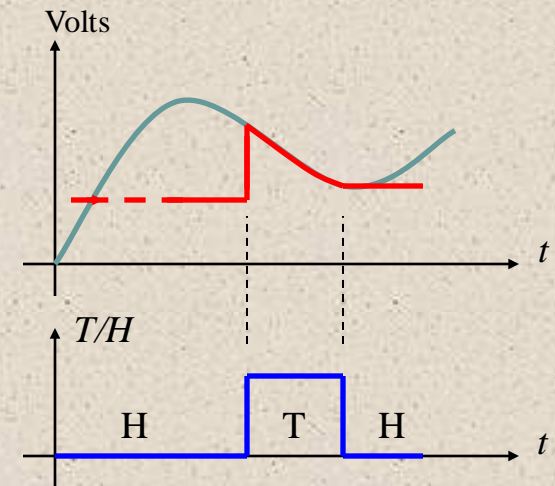
- En el seu lloc, el circuit més utilitzat ('Track & Hold') *segueix* l'entrada durant un temps fixa.

Circuit de 'Track & Hold' (bàsic)

- Semblant al detector de pic però en aquest cas la càrrega de C està controlada per un 'driver' i un actuador (SW)



Mode Track ($SW = ON$)



Mode Hold ($SW = OFF$)

- El seguidor format per AO_1 i D_1 (o D_2 si $v_I < 0$) agafa una còpia de v_I
- La càrrega de C_H s'habilita i **segueix v_I** . Els dos díodes queden polaritzats en inversa
- Circuit integrat **LM398**
- C_H **reté la tensió** que tenia en el moment d'obrir-se SW que és conduïda cap a la sortida mitjançant el *buffer* AO_2
- D_1 i D_2 eviten la saturació de l'operacional i faciliten la transició quan es rep una nova ordre de *track*

Requeriments dels components del T&H

- **Interruptor (SW)**

- Implementat JFET, MOSFET o pont de díodes Schotkky i controlat amb 'driver' TTL o CMOS

- **Operacional (OA_1)**

- Error DC d'entrada (I_{OS}) petit
- Sortida $I_{o(MAX)}$ adequada als requeriments de càrrega de C_H
- Guany en llaç obert molt elevat (reduir error en la caiguda de SW i l'offset de AO_2).
- Compensació en freqüència optima (dinàmica ràpida)

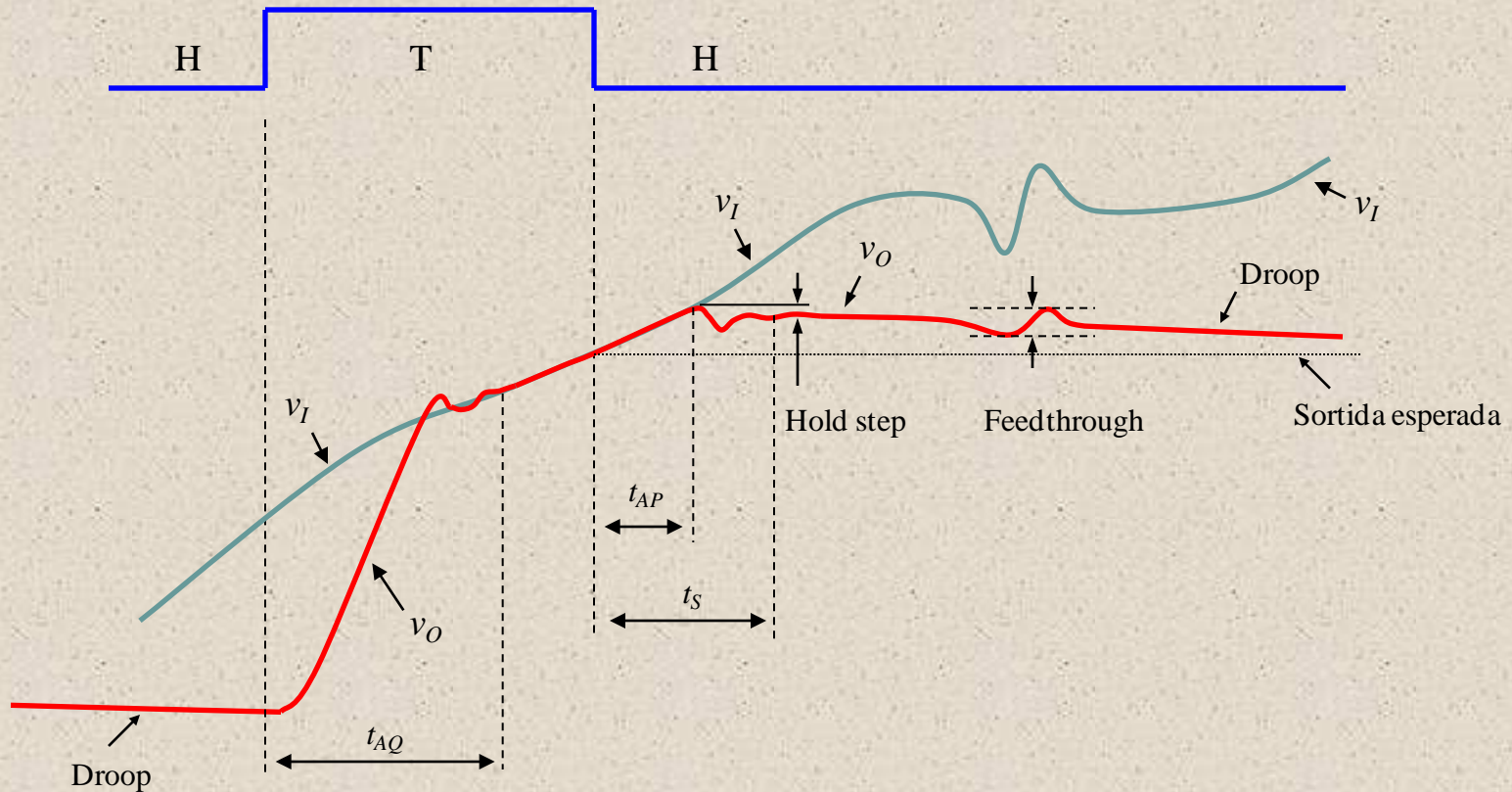
- **Operacional (OA_2)**

- Baix corrent de polarització (I_B) i mateixos característiques dinàmiques de AO_1

- C_H .- Les mateixes que el detector de pic

T&H. Característiques

- Al mode 'track', el comportament es caracteritza pels paràmetres ordinaris d'un **amplificador**
- Característiques específiques en mode 'hold'



T&H. Característiques (i II)

- **Temps d'adquisició/obertura** (t_{AQ}/t_{AP}). Temps per a que v_O **comenci/deixi** a/de seguir v_I després de l'ordre de 'track'/'hold'
 - Retard degut a la propagació del conjunt switch/driver i el SR de l'operacional
- **Incertesa en l'obertura** (Δt_{AP}) o '**jitter**'. Variació de t_{AP} entre mostra i mostra. Provoca error de sortida

$$\Delta v_O = (dv_I / dt) \cdot \Delta t_{AP} \longrightarrow \begin{array}{c} \text{Senyal} \\ \text{sinusoïdal} \end{array} \longrightarrow SNR = -20 \log(2\pi \cdot f_i \cdot \Delta t_{AP(rms)}) \quad \boxed{t_{AQ} > t_{AP} > \Delta t_{AP}}$$

- **Establiment del mode 'hold'** (t_S). Temps d'estabilització de v_O després de l'ordre de 'hold'
- **Hold step**. Variació de v_O entre el valor inicial i final del mode 'hold'
 - Degut a la transferència de càrrega entre el switch i C durant el transitori del mode 'hold'
- **Voltage Droop**. Decaïment de v_O degut al 'leakage' de C_H

Feedthrough

- Component AC de v_I que s'acoba a v_O provocat per les capacitats paràsites que hi ha al switch (C_{SW}). Causa error de sortida
- *Feedthrough Rejection Ratio (FRR)*

$$FRR = 20 \log \frac{\Delta v_O}{\Delta v_I}, \quad \frac{\Delta v_O}{\Delta v_I} = \frac{C_{SW}}{C_{SW} + C_H}$$

- Exemple: Amb $FRR = 80\text{dB}$, un canvi $\Delta v_I = 10\text{V}$ provoca un error $\Delta v_O = 1\text{mV}$
- Utilitzant un interruptor JFET com SW , el 'feedthrough' és causat per C_{gd}

$$\Delta v_O \cong \frac{C_{gd}}{C_{gd} + C_H} (V_{EE} - v_O)$$

- Si $C_{gd} = 1\text{pF}$, $C_H = 1\text{nF}$ i $V_{EE} = -15\text{V}$,

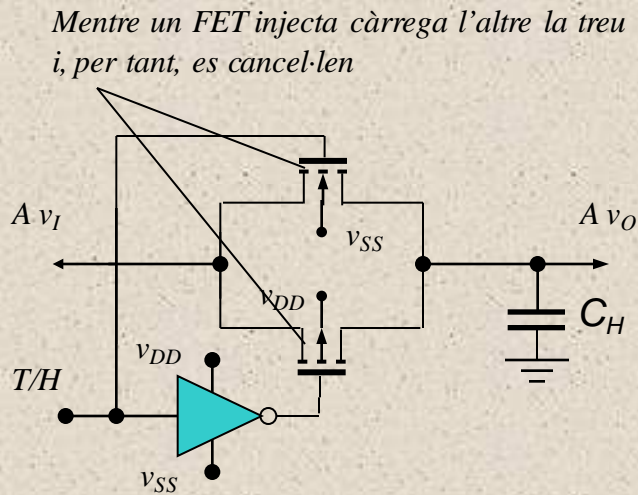
$$\begin{array}{lcl} v_O = -5\text{V} & \longrightarrow & \Delta v_O = -10\text{mV} \\ v_O = 0\text{V} & \longrightarrow & \Delta v_O = -15\text{mV} \\ v_O = 5\text{V} & \longrightarrow & \Delta v_O = -20\text{mV} \end{array}$$

Errors intolerables amb pocs pF !!!

Solucions pel Feedthrough i Hold step

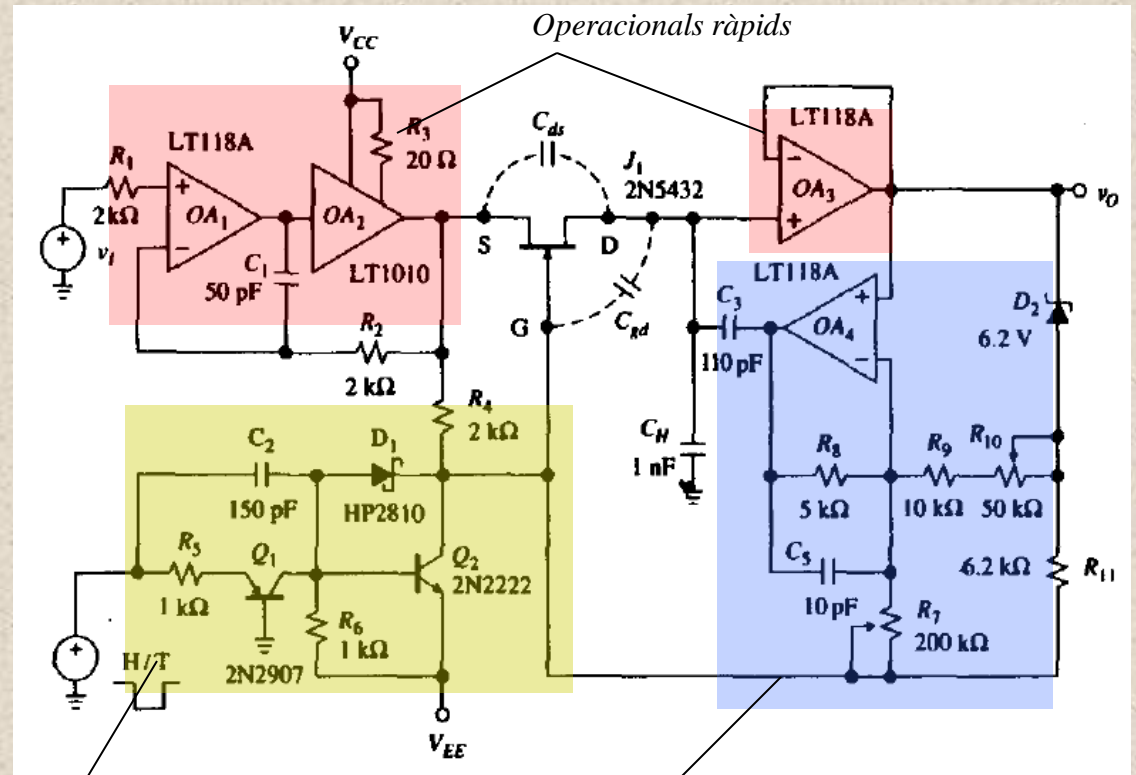
- Amb components **discrets** les solucions són més aviat complexes

1)



2)

Linear Technology application note

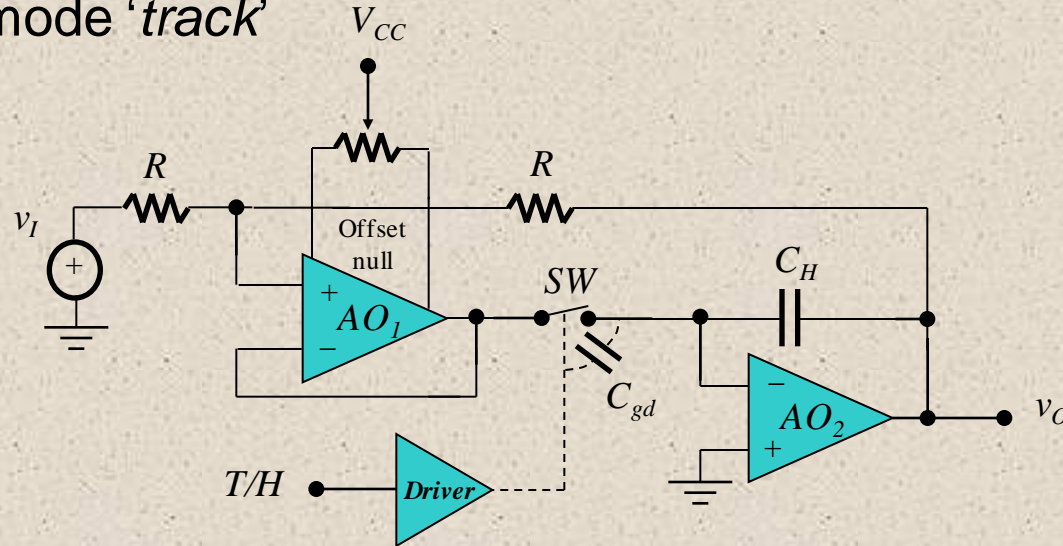


Driver

Circuit per compensar la transferència de càrrega i que **minimitza el 'hold step'**

Solucions pel Feedthrough i Hold step (i II)

- Compensació de càrrega amb SW en configuració de massa virtual optimitza el mode 'track'



- Integrat en silici: **HA-5330** (Harris)
 - $t_{AQ} = 400\text{ns}$, $\Delta t_{AQ} = 0.01\%$
 - La càrrega que s'extreu via C_{gd} és constant (massa virtual) i es pot compensar amb tècniques estàndard (eliminació d'offset)
 - La capacitat C_H en la realimentació de sortida es pot reduir (90pF) \rightarrow

t_{AQ}
Petites !!!

Més solucions

- Minimització simultània de *Hold step*, *Feedthrough* i decaïment de sortida

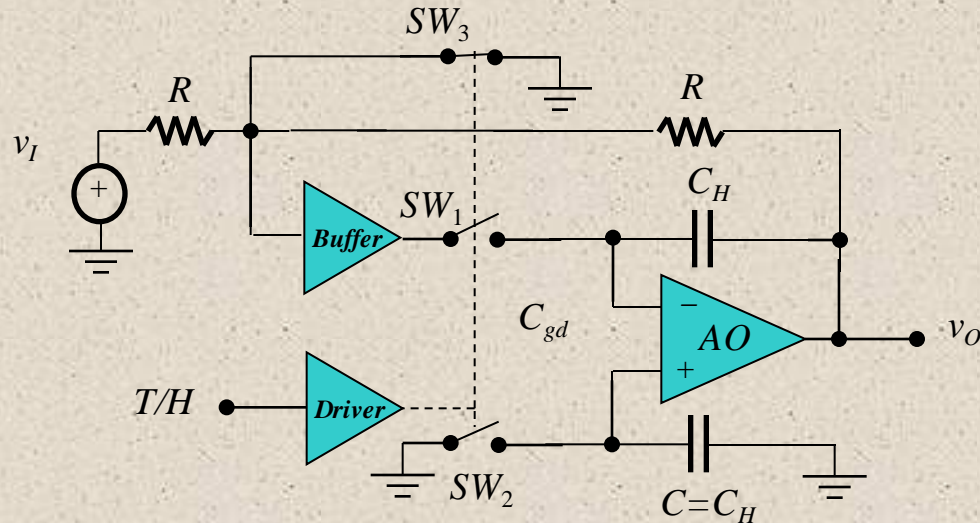
SHC 803/804
(Burr Brown)

$t_{AQ} = 250\text{ns}$, $t_S = 100\text{ns}$
(0.01%)

$t_{AP} = 15\text{ns}$, $\Delta t_{AP} = 15\text{ps}$
 $FRR = 0.005\%$ (86dB)

Hold step = 2mV

Droop = $0.5\mu\text{V}/\mu\text{s}$



- Mode '*track*': $SW_1 = SW_2 = ON$ i $SW_3 = OFF \rightarrow$ Compensació de càrrega
- Mode '*hold*': Càrrega de C_H retinguda amb v_I desconnectada ($v_I=0$) \rightarrow Optimització del mode '*hold*' on **millora el FFR considerablement !!**
- Ja que Δv al switch és quasi nul·la, pràcticament **no hi ha '*leakage*'** (l'única font d'error és la I_B del operacional AO que es compensa amb C)